



---

*Електротехніка і Електроомеханіка*

*Электротехника и Электромеханика*

*Electrical engineering & Electromechanics*

---

**2008'5**



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

**EIE**

**Науково-практичний журнал**

**2008'5**

**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

## **Електротехніка. Визначні події. Славені імена**

<b>Баранов М.И.</b>	Радиоэлектроника: краткая история ее становления в качестве основообразующей физико–технической области электричества и научно–технического прогресса человечества	<b>5</b>
---------------------	--	----------

### **Електричні машини та апарати**

<b>Бойко А.С., Завгородній В.Д.</b>	Основи проектного розрахунку давачів обмеженого кута повороту з трансверсною магнітною системою	<b>10</b>
<b>Зинченко Е.Е., Финкельштейн В.Б.</b>	Раскрой листов магнитопровода вентильных индукторно-реактивных двигателей	<b>16</b>
<b>Кузнецов Б.И., Василец Т.Е., Варфоломеев А.А.</b>	Синтез и исследование динамических характеристик нейросетевой системы наведения и стабилизации вооружения легкобронированных машин при случайных возмущающих воздействиях	<b>20</b>
<b>Лимонов Л.Г.</b>	Компесация динамического момента асинхронного электропривода моталки полосы	<b>24</b>
<b>Радимов И.Н., Рымша В.В., Чан Тхи Тху Хьонг, Процина З.П.</b>	Геометрические соотношения в вентильном двигателе с постоянными магнитами	<b>26</b>
<b>Фомин В.И.</b>	Влияние кварцевого наполнителя на гашение дуги в плавких предохранителях	<b>29</b>
<b>Шумилов Ю. А., Демидюк Б. М., Штогрин А.В.</b>	Результаты экспериментальных исследований вибраций турбогенератора ТВВ-1000-2У3 энергоблока № 3 ЮУ АЭС	<b>32</b>

### **Теоретична електротехніка**

<b>Байда Е.И.</b>	Расчет переходных процессов в электромагнитном механизме на основании уравнений электромагнитного поля	<b>39</b>
<b>Баранов М.И.</b>	Исследование стохастического распределения электронных полувольт де бройля и волновых пакетов в проводнике с импульсным током проводимости большой плотности	<b>44</b>
<b>Чабан В.</b>	Коенергія електромагнетного поля	<b>50</b>

---

*Передчасно відійшов у вічність відомий електромеханік Завгородній Віктор Дмитрович (1940 р.н.) канд. техн. наук, доцент, провідний науковий співробітник СКБ електромеханічних систем Львівської політехніки.*

*Віктор Дмитрович багато років плідно працював на посадах асистента, старшого викладача, доцента кафедри «Електричні машини і апарати», старшого наукового співробітника, директора, провідного наукового співробітника СКБ ЕМС. Тривалий час був науковим керівником СКБ ЕМС. Він є автором понад 200 наукових праць та винаходів.*

*Світ втратив людину надзвичайно талановиту, самобутню, щирю, науковця напрями діяльності якого були дуже різносторонніми, який з легкістю вирішував найскладніші електромеханічні задачі дотичні до термодинаміки, гідравліки, квантової механіки, кібернетики тощо.*

*Всі, кого доля колись стикнула з Віктором Дмитровичем, будуть завжди його пам'ятати. Світла йому пам'ять.*

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

<b>Батыгин Ю.В., Чаплыгин Е.А.</b>	Экспериментальное исследование процессов возбуждения вихревых токов в плоских листовых металлах	<b>52</b>
<b>Беспрозванных А.В., Набока Б.Г.</b>	Влияние диссипации энергии в приповерхностных слоях изоляции жил на диэлектрические потери в кабелях	<b>55</b>
<b>Бойко Н.И., Евдошенко Л.С., Зароченцев А.И., Иванов В.М.</b>	Компактный многомодульный генератор импульсов тока на 2 мА	<b>60</b>
<b>Бондаренко А.Ю.</b>	Разряд ёмкости на плоский одновитковый индуктор, расположенный над тонкостенной листовой заготовкой	<b>65</b>
<b>Сериков Г.С.</b>	Магнитное поле и давления, возбуждаемые индуктором с токопроводами конечной ширины, в угловых изгибах заготовки	<b>70</b>

### **Ювілеї**

<b>Лупиков В.С.</b>	К 60-летию со дня рождения	<b>72</b>
<b>Список авторів</b>		<b>73</b>
<b>Abstracts</b>		<b>74</b>
<b>Вимоги</b> до оформлення статей і інформаційних матеріалів у науково-практичному журналі "Електротехніка і електромеханіка"		<b>76</b>

### **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.*

## РАДИОЭЛЕКТРОНИКА: КРАТКАЯ ИСТОРИЯ ЕЕ СТАНОВЛЕНИЯ В КАЧЕСТВЕ ОСНОВООБРАЗУЮЩЕЙ ФИЗИКО–ТЕХНИЧЕСКОЙ ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСТВА И НАУЧНО–ТЕХНИЧЕСКОГО ПРОГРЕССА ЧЕЛОВЕЧЕСТВА

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 короткий огляд основних досягнень людства в області генерування, передачі, прийому та посилення високочастотних електромагнітних коливань у мікрометровому – метровому діапазоні довжин хвиль, що відносяться до такої передової галузі науки і техніки як радіоелектроніка.*

*Приведен краткий обзор основных достижений человечества в области генерирования, передачи, приема и усиления высокочастотных электромагнитных колебаний в микрометровом – метровом диапазонах длин волн, относящихся к такой передовой отрасли науки и техники как радиоэлектроника.*

*Продолжение. Начало в №4 2008 г.*

### 4. ИЗОБРЕТЕНИЕ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ И ГЕНЕРАТОРОВ СИГНАЛОВ

Заметным событием в истории развития радиоэлектроники стало изобретение и создание вместо ламповых радиоприборов полупроводниковых. История разработки первых полупроводниковых приборов восходит к 20-м годам прошлого столетия: в 1922 году наш соотечественник, российский инженер Нижегородской радиолaborатории О.В. Лосев изобрел *кристадин* – усилитель электрических колебаний, основанный не на электронной лампе, а на особом детекторе, выполненном из кристалла полупроводникового материала цинкита и тонкого угольного (графитового) стержня [2, 6]. Данное открытие опережало реальный уровень радио- и электротехники того времени на многие годы. Радиолампа тогда вступала в пору своего расцвета и предложенный О.В. Лосевым *кристадин* не смог с ней конкурировать. Полупроводниковый кристалл в то время не смог заменить электронную лампу. Имя изобретателя первого полупроводникового прибора в мире было на долгие годы незаслуженно забыто. Следует отметить то, что указанная выше радиолaborатория была создана по инициативе советского правительства и ею долгие годы руководил упомянутый нами известный радиотехник М.А. Бонч-Бруевич. Только в 40-е годы 20-го столетия был изобретен и создан первый миниатюрный кристаллический полупроводниковый диод на основе такого химического элемента как германий, открытого немецким ученым Винклером [6, 8]. Широкое внедрение в радиотехнику полупроводниковых приборов началось после изобретения и создания в 1948 году группой американских исследователей под руководством Шокли кристаллического триода или транзистора (этот термин происходит от английского слова "transistor" – "переносящий сопротивление" [1]). Транзисторы нашли весьма широкое применение при генерировании и усилении электрических колебаний в диапазонах длинных, средних и коротких радиоволн. Транзисторные усилители (генераторы) мощности по своим электронным свойствам и принципу ра-

боты практически аналогичны ламповым. Если ламповые усилители, как правило, включают по схеме с общим катодом (см. рис. 4, 5), то для кристаллических триодов  $T_K$  применяют схемы усиления электрических сигналов с общим эмиттером Э (рис. 6).

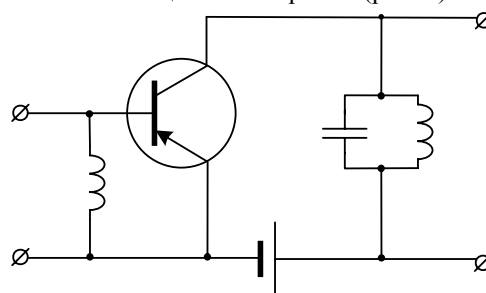


Рис. 6. Упрощенная схема усилителя мощности на полупроводниковом триоде

Делают это так в связи с тем, что такие схемы позволяют получать усиление не только по напряжению, но и по току [8]. Поэтому транзисторный усилитель с общим эмиттером Э аналогичен ламповому усилителю с общим катодом, приведенным на рис. 4. Транзисторный усилитель с общей базой Б соответствует схеме лампового усилителя с общей управляющей сеткой [8]. По ряду эксплуатационных характеристик кристаллические триоды обладают важными достоинствами перед ламповыми триодами: малыми размерами и весом, экономичностью в потреблении электроэнергии, механической прочностью и др. В тоже время к недостаткам полупроводниковых приборов можно отнести: их сравнительно небольшую мощность, зависимость в режиме их работы от температуры окружающей среды, инерционность по сравнению с электронными лампами [8].

В этом разделе необходимо отметить, что крупный вклад в теорию и практику использования в радиоэлектронике полупроводниковых приборов был внесен такими советскими учеными как [6, 8]: А.Ф. Иоффе, Б.П. Давыдовым, В.Е. Лашкаревым и др. В настоящее время весомые научно-практические результаты в области создания новых поколений высокоэффективных силовых электронных устройств и

систем полупроводниковой преобразовательной техники, используемых для внедрения в производство энергосберегающих технологий и повышения энергетической эффективности промышленного оборудования, имеет научный "флагман" отечественной электротехники, силовой электроники и энергетического машиностроения – Институт электродинамики НАНУ.

## 5. СОЗДАНИЕ МАГНЕТРОНА

В настоящее время в мощных радиопередатчиках основным типом сверхвысокочастотных генераторов в сантиметровом и длинноволновой части миллиметрового диапазонов радиоволн является радиоэлектронный прибор, получивший название магнетрона (этот термин происходит от греческого "*magnētis*" – "магнит" плюс окончание "*трон*" от слова "электрон" [1]) [8, 11]. В электровакуумном магнетроне управление электронным потоком осуществляется с помощью магнитного поля. Магнетрон по принципу действия подобен радиолампе ЛБВ. Его можно представить себе как ЛБВ, которая для установления связи своего входа со своим выходом согнута в кольцо. На рис. 7 приведено поперечное сечение магнетрона.

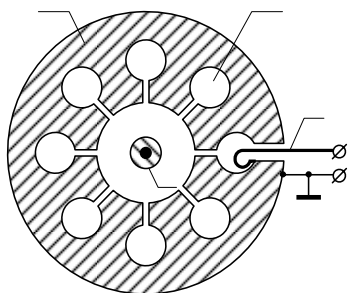


Рис. 7. Упрощенная схема магнетрона

Магнетрон согласно рис. 7 состоит из [8]: катода 1, металлического корпуса 2 (анода), объемных резонаторов 3 и петли связи 4. Напомним, что для настройки в резонанс колебательной системы в дециметровом и более коротковолновом диапазонах электромагнитных волн требуются очень малые значения ее емкости и индуктивности. Для этого и были изобретены своеобразные колебательные контуры, названные объемными резонаторами [6, 8]. Простейшим примером объемного резонатора может служить закрытый отрезок упомянутого выше в разделе 3 металлического волновода, в котором возбуждаются стоячие электромагнитные волны. В магнетроне объемные резонаторы 3, расположенные по окружности в корпусе 2, выполняют роль замедляющей движение электронов системы (как металлическая спираль в ЛБВ для поля). Источником электронов в магнетроне является стержневой катод 1, проходящий по продольной оси рассматриваемой нами колебательной системы и выполненный, как правило, из металлизированного керамического круглого стержня, подогреваемого нитью накала. Корпус 2 магнетрона обычно заземляется, а на катод 1 подается высокое постоянное напряжение отрицательной полярности от его источника питания. Поэтому в магнетроне ускоряющее электроны анодное напряжение приложено к вакуумному промежутку "катод-корпус". Ускоренный

этим напряжением радиальный электронный поток при помощи мощного постоянного магнита, магнитный поток которого направлен вдоль продольной оси магнетрона (перпендикулярно плоскости его поперечного сечения на рис. 7), закручивается вокруг стержневого катода 1. Пролетая мимо объемных резонаторов 3, электроны группируются в сгустки, которые тормозятся полем объемных резонаторов 3. Таким путем движущиеся по спирали электроны отдают часть своей приобретенной за счет действия анодного напряжения кинетической энергии полю объемных резонаторов 3. В зависимости от уровня ускоряющего электрического анодного напряжения и величины индукции продольного магнитного поля эмиссионные электроны попадают либо на корпус 2 (анод), либо возвращаются к катоду 1. В нормальном режиме работы магнетрона электроны не доходят до объемных резонаторов 3 и по циклоидным кривым возвращаются на стержневой катод 1. В результате одновременного действия в магнетроне напряженностей постоянных электрического и магнитного полей в нем (этом электронном приборе) формируется мощный вихревой поток электронов, вызывающий узкополосные (с частотой, близкой к резонансной) электромагнитные колебания в объемных резонаторах 3. Поле этих резонаторов формирует в последних свои вращающиеся сгустки электронов. Скорость вращения их такова, что они тормозятся как своим электромагнитным полем, так и полем, перемещающимся между катодом 1 и корпусом 2 вдоль объемных резонаторов 3. При этом вращающиеся в объемных резонаторах 3 электроны отдают этому полю приобретенную от источников электрического и магнитного полей энергию, а сами падают либо на корпус 2 (анод), либо возвращаются по сложным траекториям к катоду 1. Электромагнитная энергия генерируемых в магнетроне сверхвысокочастотных электрических колебаний отводится наружу к излучающей радиоволны системе петель связи 4, расположенной в одном из объемных резонаторов 3. Следует заметить, что магнетроны применяются в тех случаях, когда не требуется высокая стабильность частоты электрических колебаний, а необходима большая мощность генерируемых электромагнитных колебаний и соответственно сверхвысокочастотных радиоволн. Достоинством магнетрона является относительная простота его конструкции, сравнительно малые габаритные размеры и высокий коэффициент полезного действия [8,11]. Больших научно-практических результатов в создании, радиотехническом и технологическом применении магнетронов различной мощности в последние годы добились ученые Радиоастрономического института и Института радиоэлектроники НАНУ [16].

## 6. СОЗДАНИЕ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОЙ ТРУБКИ

Изобретение электронно-лучевой трубки (ЭЛТ) во многих областях техники (например, в метрологии применительно к осциллографической измерительной аппаратуре и телевидении) произвело поистине революционные преобразования. Первые ЭЛТ были созданы Дж. Томсоном еще в 1897 году, независимо от него почти сразу Ф. Брауном [6]. ЭЛТ (рис. 8) являет-

ся не чем иным как особым типом крупногабаритной радиолампы, имеющей стеклянную колбу 7 с хорошо откавакумированным объемом, один конец которой со стороны катода 1 представляет собой тонкий круглый цилиндр (горловину), а другой конец имеет большое толстое выпуклое дно, являющееся экраном 5.

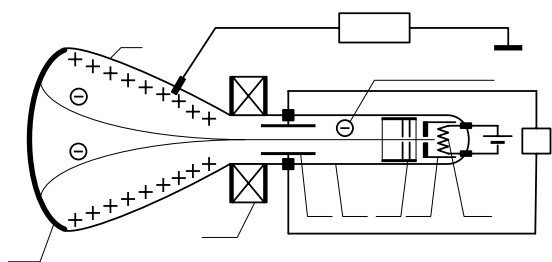


Рис. 8. Упрощенная схема устройства ЭЛТ

Экран 5 в ЭЛТ внутри покрыт тонким слоем специального фотосостава (люминофора), который обладает свойством светиться при попадании на него ускоренных электронов. Для большинства люминофоров яркость свечения после их возбуждения в вакууме электронным лучом спадает по экспоненциальному закону. Причем, имеют они сравнительно малое время послесвечения. Поэтому экран 5 обычно изготавливается двухслойным: вначале внутри стекло колбы 7 ЭЛТ покрывают слоем, имеющим длительное послесвечение (0,1-16 с) и состоящим из активированной медью композиции "цинк-кадмий-сульфид", а затем на него наносят люминофор (активированная серебром композиция "цинк-сульфид"), имеющий синее свечение и возбуждаемый электронным лучом [11]. Электроны в ЭЛТ создаются при помощи электронного прожектора (ЭП), который сообщает им большую скорость, частично фокусирует пучок электронов и позволяет регулировать интенсивность электронного потока [8]. ЭП по своей конструкции напоминает четырехэлектродную радиолампу и состоит согласно рис. 8 из: катода 1, управляющего электрода 2, ускоряющего электрода (экранной диафрагмы) 3 и анода 4. Катод 1 ЭЛТ представляет собой металлический цилиндр с размещенной внутри него нитью накала. Излучающей частью катода 1 является оксидный слой торца металлического цилиндра, охватывающего нить накала. Управляющий электрод 2 выполнен также в виде металлического цилиндра, коаксиально охватывающего катод 1. Торцы этого цилиндра в электроде 2 имеет малое круглое отверстие, расположенное напротив излучающей части катода 1. Основной функцией управляющего электрода 2 является регулирование яркости свечения экрана 5. С этой целью в ЭЛТ на управляющий электрод 2 подают отрицательное относительно катода 1 напряжение, которое и определяет интенсивность электронного потока. Ближе к экрану 5 размещен ускоряющий электрод 3, находящийся под положительным относительно катода 1 напряжением в несколько сот вольт и выполняющий роль экранной сетки радиолампы. Ускоряющий электрод 3 выполняется в виде цилиндра, снабженного внутри диафрагмами, которые отсекают электроны, сильно отклоняющиеся от оси ЭЛТ. Анод 4 в ЭЛТ выполняется в виде графитового проводяще-

го покрытия, нанесенного изнутри на стеклянную стенку колбы 7 (на участке от ее горловины до выпуклого дна). На анод 4 от источника высокого напряжения (ИВН) подается напряжение положительной полярности в несколько тысяч вольт, являющееся основным источником энергии для ускоряемых электронов. Отклонение электронного луча в ЭЛТ может быть как электрическим, так и магнитным.

Электронная система для отклонения луча в ЭЛТ в одном направлении состоит из пары параллельных пластин 6, между которыми пролетает электронный поток. Если к пластинам 6 от источника напряжения 8 приложить разность электрических потенциалов, то между ними, как в плоском конденсаторе, возникает электрическое поле с напряженностью  $E_3$ . На электрон, попадающий в это поле, будет действовать сила  $F_e$ , равная  $F_e = e_0 E_3$ , где  $e_0 = 1,602 \cdot 10^{-19}$  Кл – элементарный электрический заряд электрона [17]. Под действием силы  $F_e$  электрон в направлении к экрану 5 будет двигаться, словно горизонтально брошенное над землей тело под действием силы тяжести – по параболе (см. рис. 8). Отклонение светового пятна на экране 5, создаваемого электронным лучом, будет прямо пропорционально приложенному к пластинам 6 напряжению. Направление отклонения электронного луча ("влево-вправо", "вверх-вниз") в ЭЛТ определяется знаком приложенного к пластинам 6 напряжения (полярностью их заряда). Две пары пластин 6, расположенных у горловины ЭЛТ перпендикулярно друг другу, позволяют перемещать засвет в любую точку экрана 5. Отметим, что ЭЛТ с электростатическим отклонением электронного луча находят широкое применение в индикаторных устройствах радиолокационных устройств [8, 11]. Связано это с тем, что такие электростатические системы управления лучом позволяют получать большие скорости развертки, так как электростатическая отклоняющая система не потребляет электрический ток.

Магнитная система для отклонения электронного луча в ЭЛТ содержит цилиндрическую катушку 9, расположенную снаружи стеклянного баллона 7 у горловины ЭЛТ. Магнитное поле катушки 9 заставляет электроны этого луча двигаться к экрану 5 по окружности. Величина отклонения луча будет пропорциональна напряженности продольного магнитного поля и определяется током в отклоняющей катушке 9. В ЭЛТ применяются две системы отклоняющих катушек 9 – строчная и кадровая. Они обеспечивают магнитное отклонение электронного луча соответственно в горизонтальном и вертикальном направлениях. Магнитная отклоняющая система упрощает конструкцию ЭЛТ и уменьшает ее размеры. Кроме того, заметим, что магнитная фокусировка электронного луча позволяет получать на экране 5 светящееся пятно меньших, чем электронная фокусировка, размеров, что способствует повышению четкости и качества изображения на экране 5. ЭЛТ нашла широкое использование в осциллографах при исследовании процессов в электрических цепях, авиационных навигационных и радиолокационных приборах, телекамерах, кинескопах телевизоров и дисплеях ПЭВМ.

## 7. СОЗДАНИЕ РАДАРА

По мере развития радиотехники и тесным образом связанной с ней электротехники возникали новые области их практического применения. Термин "*radar*" согласно [1] происходит от сочетания таких английских слов как "*Radio Detecting and Ranging*" – "*обнаружение и определение расстояния при помощи радио*". Этот термин эквивалентен понятиям "*радиолокатор*" или "*радиолокационная станция*", обозначающим установку для обнаружения и определения местоположения объекта (цели) методом радиолокации (латинское слово "*location*" означает "*расположение*") [1, 11]. Данный метод базируется на направленном излучении и приеме отраженных от наблюдаемой цели радиоволн сверхвысокой частоты (активная радиолокация) или приеме собственного радиоизлучения от обнаруживаемой цели (пассивная радиолокация). В мире на первоначальном этапе развития указанного метода обнаружения в околоземном пространстве различных технических объектов, прежде всего военных целей, наибольшее развитие получила активная радиолокация. Зародилась она в 30-е годы прошлого столетия, предшествующие второй мировой войне, с целью обнаружения, измерения координат и параметров движения в воздушной атмосфере самолетов (своих и потенциального военного противника). Становление основ активной радиолокации и разработка первых опытных образцов радиолокационных станций (РЛС) проводились примерно одновременно в ряде передовых в научно-техническом плане и промышленно развитых странах мира: прежде всего, в таких как СССР, Англия и Германия [8, 11].

Научно-технические разработки в СССР в рассматриваемой области радиолокации были одними из первых в мире. Так, уже в 1932 году инициативные работы по активной радиолокации у нас начал проводить военный инженер П.К. Ощепков. Затем, в 1933 году радиотехнические опыты нашего Ю.К. Коровина подтвердили возможность радиолокации непрерывным методом (гармоническими незатухающими электромагнитными волнами) в дециметровом диапазоне радиоволн на дальности до 700м [6, 11]. В период 1935-1937 годов под руководством Б.К. Шембеля в СССР были проведены полевые испытания радиолокатора "*Буря*", использующего непрерывный метод излучения с частотной модуляцией незатухающего зондирующего электромагнитного сигнала. При этих испытаниях была достигнута максимальная на то время дальность обнаружения самолетов до 11км. В 1939 году на вооружение войск противовоздушной обороны СССР были приняты разработанные под научным руководством Д.С. Стогова разнесенные на расстояние РЛС непрерывного действия, работающие на основе использования эффекта Допплера (явления изменения частоты отраженных гармонических радиоволн, регистрируемых РЛС, которое происходит вследствие движения источника этих отраженных электромагнитных волн – самолета) [17]. Изделия этой разработки получили наименование РУС-1 (радиоуправитель самолетов). Здесь необходимо указать то, что в эти годы большой вклад в развитие радиолокации в СССР был внесен Ленинградским физико-

техническим институтом (ЛФТИ) АН СССР, долгие годы возглавляемым союзным академиком А.Ф. Иоффе, где активно функционировала радиотехническая лаборатория. В этой лаборатории в 1935 году начал свою работу по импульсной активной радиолокации (короткими зондирующими сигналами с импульсной модуляцией для создания "зарубок" на радиоволнах) будущий известный радиотехник и академик АН СССР Ю.Б. Кобзарев [8, 11]. В 1937 году он с небольшой группой сотрудников создал первую в мире импульсную РЛС [11]. На данном типе РЛС в 1938 году была достигнута дальность ее действия до 50км при высоте полета самолетов в земной атмосфере до 1500м. В 1941 году на основе этих разработок вооруженными силами СССР в эксплуатацию была принята импульсная РЛС типа РУС-2, которая явилась основой для целой серии последующих военных образцов отечественных РЛС. В данных РЛС расстояние (дальность)  $D_{ц}$  от радара до цели (самолета) в воздушном пространстве (вакууме) с достаточной для практических целей точностью определяется на основе такого простого расчетного соотношения [11]:  $D_{ц} = ct_3 / 2$ , где  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с – скорость распространения от РЛС зондирующей радиоволны в воздухе (вакууме);  $t_3$  – время запаздывания отраженного от цели электромагнитного сигнала по отношению к зондирующему сигналу, излученному РЛС (временной интервал между "зарубками" на прямом и отраженном радиоимпульсах). Фиксируется время  $t_3$  в РЛС реально при помощи рассмотренной в разделе 6 ЭЛТ.

За большие достижения в области радиолокации вначале 1941 года научные сотрудники ЛФТИ Ю.Б. Кобзарев, П.А. Погорелко и Н.Я. Чернецов были удостоены Государственной премии СССР. Их научно-техническая конкурсная работа называлась "*Изобретение прибора для обнаружения самолетов*" [11]. С научно-исторических позиций к этому следует добавить то, что еще в 1904 году немецким инженером Х. Хюльсмайером был получен патент на "*Способ обнаружения металлических объектов по отражению от них радиоволн*" [6, 11]. Однако радиотехника того времени из-за своего недостаточного научно-технического уровня не смогла обеспечить практическую реализацию этой, как оказалось в дальнейшем, перспективной и имеющей важное военное и гражданское назначение технической идеи.

Предвоенные бурные политические события в Европе и вторая мировая война активно стимулировали во многих странах мира дальнейшее развитие для военной области микроволновой радиотехники, полупроводниковой электроники, радиофизики и радиолокации. В этот период в США к радиолокационной проблеме подключилась Линкольновская лаборатория при Массачусетском технологическом институте, разработавшая впоследствии американский вариант импульсного радара [18]. В настоящее время активная и пассивная радиолокация широко используется как в гражданской, так и военной авиации (в наземных приаэродромных и бортовых радиотехнических устройствах), в системах противовоздушной и противо-



ракетной обороны, в ракетно-космической технике, а также при исследовании околоземного пространства, включая ионосферу Земли, ближнего и дальнего космоса. Весомый вклад в теорию и практику радиолокации внесен и продолжает активно вноситься сейчас такими широко известными во всем мире научно-исследовательскими организациями Украины как: Институтом ионосферы НТУ "ХПИ" Министерства образования и науки, а также Институтом радиоэлектроники НАНУ и Радиоастрономическим институтом НАНУ. Сотрудниками Института ионосферы во второй половине прошлого столетия был создан уникальный радар некогерентного рассеяния, ставший в 2002 году объектом Национального достояния Украины [9]. С помощью данного радара изучается, например, физика процессов в околоземной плазме, прогнозируется ее (плазмы) поведение при вспышках на Солнце, солнечных затмениях, магнитных и ионосферных бурях. Результаты этих исследований используются в международных радиофизических программах, а также находят практическое применение для бесперебойного функционирования различных радиотехнических средств при радиосвязи с самолетами, космическими аппаратами (станциями и спутниками) и системами глобального позиционирования.

*Окончание следует*

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Большой иллюстрированный словарь иностранных слов. - М.: Русские словари, 2004.- 957 с.
- [2] Плонский А.Ф. Как человек приручил волну.- М.: Сов. Россия, 1958.-224 с.
- [3] Баранов М.И. Джеймс Клерк Максвелл и теория электромагнитного поля // *Електротехніка і електромеханіка*.-2005.- №1.- С. 5-7.
- [4] Баранов М.И. Генрих Рудольф Герц – первооткрыватель электромагнитных волн // *Електротехніка і електромеханіка*.-2006.- №1.- С. 5-11.
- [5] Григорьян А.Г., Вяльцев А.Н. Генрих Герц. 1857-1894.- М.: Наука, 1968.-309 с.
- [6] Кудрявцев П.С. Курс истории физики.- М.: Просвещение, 1974.-312 с.
- [7] Попов А.С. Прибор для обнаружения и регистрирования электрических колебаний // *Журнал русского физико-химического общества. Серия физическая*.-1896.- Т.28.-С. 1-14.
- [8] Мельник Ю.А., Стогов Г.В. Основы радиотехники и радиотехнические устройства.- М.: Сов. радио, 1973.- 368 с.
- [9] Баранов М.И. Оливер Хевисайд и его вклад в мировую сокровищницу науки // *Електротехніка і електромеханіка*.-2005.- №4.- С. 5-14.
- [10] Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Т.1.- Л.: Энергоиздат, 1981.-536 с.
- [11] Финкельштейн М.И. Основы радиолокации.- М.: Сов. радио, 1973.-496 с.
- [12] Жукова Л.Н. Лодыгин/ Серия: Жизнь замечательных людей.- М.: Молодая гвардия, 1989.-304 с.
- [13] Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики / Отв. ред. В.К. Тартаковский.- Киев: Наукова думка, 1989.-864с.
- [14] Баранов М.И. Ретроспектива исследований в области искусственного и атмосферного электричества и молниезащиты технических объектов // *Електротехніка і електромеханіка*.-2006.- №5.- С. 5-13.
- [15] Фоменко В.С. Эмиссионные свойства материалов. Справочник.- Киев: Наукова думка, 1981.-338 с.
- [16] Ваврин Д.М., Казанцев В.И., Канило П.М., Лебедюк И.Н. и др. Использование СВЧ-энергии для безмазутного розжига и стабилизации горения низкосортных углей // *Вестник МГТУ им. Баумана*.-2003.-№1.-С. 87-97.
- [17] Яворский Б.М., Детлаф А.А. Справочник по физике.- М.: Наука, 1990.-624 с.
- [18] Баранов М.И. Энрико Ферми – один из основоположников квантовой статистики, электродинамики и ядерной энергетики // *Електротехніка і електромеханіка*.-2007.- №2.- С.5-12; №3.- С. 5-11.
- [19] Баранов М.И. Эрвин Шредингер и новые пути развития физической науки микромира// *Електротехніка і електромеханіка*.-2006.- №4.- С. 5-15.
- [20] Onishchenko I.N. Progress in plasma wakefield acceleration driven by a short intense bunch of relativistic electrons// *Problems of Atomic Science and Technology*.-2006.-№6.-Series: Plasma Physics (12).-p. 158-162.
- [21] Adler R.J. Comparison of DC and pulsed beams for commercial applications// *10<sup>th</sup> International Conference on High Power Particle Beams*.-San Diego, USA (20-24 June 1994).-Vol. 1.-P. 29-32.
- [22] Гурин А.Г., Корнилов Е.А., Ложкин Р.С. Контроль работоспособности изоляции линейного индукционного ускорителя, применяемого для промышленных целей // *Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут"*. Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Електроенергетика та перетворююча техніка. Харків: НТУ "ХПИ".-2005.- №42.-С. 16-20.
- [23] Баранов М.И. Ретроспектива, современное состояние и перспективы развития исследований в области создания электроустановок с мощными накопителями электрической и магнитной энергии // *Електротехніка і електромеханіка*.-2007.- №5.- С. 48-60.

*Поступила 21.11.2007*

## ОСНОВИ ПРОЕКТНОГО РОЗРАХУНКУ ДАВАЧІВ ОБМЕЖЕНОГО КУТА ПОВОРОТУ З ТРАНСВЕРСНОЮ МАГНІТНОЮ СИСТЕМОЮ

Бойко А.С., Завгородній В.Д.

Національний університет "Львівська політехніка", СКБ електромеханічних систем  
Україна, 79000, м. Львів, вул. Ак. Колесси, 2, СКБ ЕМС  
тел./факс (032) 261-41-44, E-mail: snt68@polynet.lviv.ua

*Викладено методику проектного розрахунку індукційних давачів обмеженого кута повороту з магнітною системою трансверсного типу, яка дозволяє визначити геометричні розміри активної частини, структуру обмоток та їхні обмоткові дані залежно від заданих значень зовнішніх параметрів давача. Методика підтверджена результатами експериментальних досліджень вихідних характеристик давача.*

*Изложена методика проектного расчета индукционных датчиков ограниченного угла поворота с магнитной системой трансверсного типа, позволяющая определить геометрические размеры активной части, структуру обмоток и их обмоточные данные в зависимости от заданных значений внешних параметров датчика. Методика подтверждена результатами экспериментальных исследований выходных характеристик датчика.*

### ВСТУП

Цей виклад слід розглядати як практичну реалізацію запропонованих в [1] принципів побудови безконтактних індукційних давачів обмеженого кута повороту (ДК). Дія таких ДК, як і ДК класичної конструкції (на кшталт диференційного трансформатора [2], мікросина [3] тощо), базується на зміні коефіцієнтів взаємодуції між його обмоткою збудження та сигнальними обмотками залежно від кутової координати положення якоря. Застосування ж магнітної системи трансверсного типу [1] дозволяє майже на порядок розширити робочий діапазон вимірюваних кутів за повної відсутності реактивного моменту, бо якщо в ДК традиційної конструкції силові лінії магнітного потоку збудження розташовані в площинах нормальних до осі повороту якоря, то в ДК із трансверсною магнітною системою ці силові лінії розташовані в площинах, що проходять через вісь обертання.

У таких ДК обмотка збудження й сигнальні обмотки вкладаються в тангенційні пази магнітопроводу статора, а пасивний ярк виконано на кшталт "язичка". Найпростіша структура магнітної системи ДК трансверсного типу показана на рис. 1.

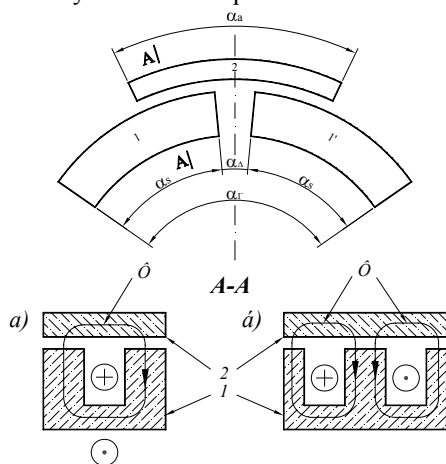


Рис. 1. Структура трансверсної магнітної системи ДК на базі П-подібних (а) і Ш-подібних осердь (б): 1 і 1' - сегменти осердя магнітопроводу статора; 2 - ярк

З огляду на частоту сигналів збудження, а відтак й інформаційних сигналів, значенням порядку  $5 \text{ кГц} \div 20 \text{ кГц}$ , осердя магнітопроводів статора та якоря повинні виготовлятися з магнітом'якої фероєраміки.

Варіант розташування сигнальних (інформаційних) обмоток  $s_1$  і  $s_2$ , а також обмотки збудження  $f$ , у тангенційних пазах сегментів магнітопроводу статора ДК, що працює в амплітудному режимі, показано на рис. 2.

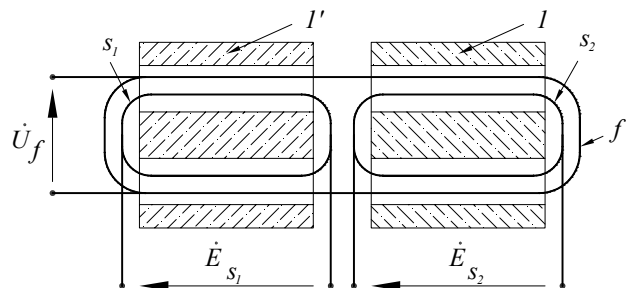


Рис. 2. Варіант конфігурації взаємного розташування обмоток збудження  $f$  і сигнальних  $s$

Фазовий режим роботи ДК можна отримати за умови живлення обмотки  $s_1$  та  $s_2$  (тепер вони стають обмотками збудження) від двох джерел синусоїдних напруг з деяким зсувом фази між ними (не обов'язково квадратурним) і використанні обмотки  $f$  як сигнальної, у фазі вихідної е.р.с. якої буде закодовано значення кутової координати якоря.

Ще один амплітудний режим роботи ДК має місце за з'єднання обмоток  $s_1$  і  $s_2$  послідовно-зустрічно й живлення їх від одного джерела синусоїдної напруги й використання обмотки  $f$  (як і в попередньому випадку) як інформаційної.

Таким чином, ДК трансверсного типу дає змогу створити гоніометричну систему, побудовану як на амплітудному, так і на фазовому принципах опрацювання інформації, але рамки обсягу статті змушують зупинитися на одному з них. Викладене далі стосується лише ДК, що працює в амплітудному режимі.

## ВИХІДНІ ДАНІ ДЛЯ ПРОЕКТУВАННЯ ДК, ЩО ПРАЦЮЄ В АМПЛІТУДНОМУ РЕЖИМІ

Приступаючи до розроблення ДК, конструктор повинен мати інформацію про вхідні й вихідні параметри роботи ДК, головними з яких для амплітудного режиму є:

- робочий діапазон вимірювання кутів  $\pm\alpha_p$  (рад);
- амплітуда напруги збудження –  $U_f$  (В);
- допустима амплітуда струму збудження -  $I_f$  (А);
- частота напруги збудження –  $f$  (Гц), або  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$  (рад/с);
- значення максимальної амплітуди інформаційних сигналів в робочому діапазоні зміни кута –  $U_{sm}$  (В);
- максимальний перепад амплітуд інформаційних сигналів у робочому діапазоні зміни кута –  $\Delta U_s$  (В).

### ДК УДОСКОНАЛЕНОЇ КОНСТРУКЦІЇ

До недоліків двосегментних структур трансверсної магнітної системи слід зарахувати:

- наявність значних потоків розсіяння порівняно з робочим потоком у немагнітному проміжку між якорем і статором ДК, що суттєво зменшує інформаційну складову  $\Delta U_s$  е.р.с. сигнальних обмоток;
- завищене значення габаритного кута ДК порівняно з шириною робочого діапазону кутів  $2 \cdot \alpha_p$ .

Перший недолік усувається шляхом умикання послідовно з витками сигнальної обмотки додаткових компенсувальних витків  $w_k$ , навитих колінеарно виткам обмотки збудження, але в протилежному напрямку. А другий – тим, що магнітопровід статора виконується не двосегментним, а багатосегментним, як показано на рис. 3. Структура обмотки збудження залишається незмінною, як і на рис. 2, а розподіл витків сигнальних обмоток на сегментах магнітопроводу повинен мати приступкову форму, як показано на рис. 3б. За висоти приступу  $w$  (перепад кількості витків між суміжними сегментами) на крайніх сегментах магнітопроводу буде розташовано по  $w_m = w \cdot (n-1)$  витків, де  $n$  – кількість сегментів, а закон розподілу витків на сегментах описується виразом

$$w_{si} = w \cdot (n-i), \text{ де } i = \overline{1, n}. \quad (1)$$

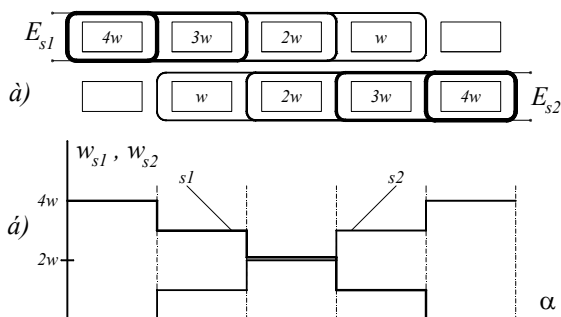


Рис. 3. Структура багатосегментного магнітопроводу статора (а) і закон розподілу витків сигнальних обмоток на сегментах (б)

Практично повністю усунути вплив магнітних потоків розсіяння на інформаційну місткість вихідних сигналів дає змогу структура приступкової обмотки,

яка показана на рис. 4. З огляду на дзеркальну симетрію її структури відносно площини  $\alpha = 0$  в подальшому будемо іменувати її "приступково-симетричною". Як за парних, так і непарних чисел  $n$  кількість витків на крайніх сегментах буде  $w_m = 0,5 \cdot w \cdot (n-1)$ , а закон розподілу витків на сегментах запишемо як

$$w_{si} = w \cdot (0,5 \cdot (n+1) - i), \text{ де } i = \overline{1, n}. \quad (2)$$

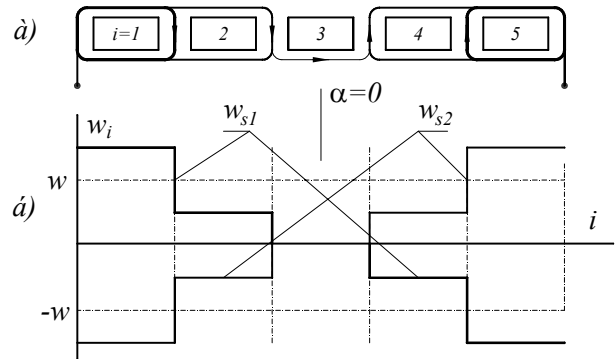


Рис. 4. Структура приступково-симетричної сигнальної обмотки (а) і закон розподілу її витків на сегментах (б)

До вад ДК із приступково-симетричною сигнальною обмоткою слід зарахувати відсутність інформаційного сигналу в нульовому положенні якоря ( $\alpha = 0$ ) та зміну фази сигналу при зміні знаку кута  $\alpha$ . Але, як і в попередньому випадку, ці вади усуваються застосуванням додаткових компенсувальних витків, колінеарних виткам обмотки збудження, але навитих у тому ж напрямку.

### ВИМОГИ ДО ФОРМ ФУНКЦІЙНИХ ЗАЛЕЖНОСТЕЙ ІНФОРМАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ ВІД КУТА ПОВОРОТУ ТА РЕКОМЕНДОВАНИЙ ПРИНЦИП ВИЗНАЧЕННЯ КОДУ КУТА

Метод визначення цифрового коду кута ( $cod\alpha$ ) повинен бути нечутливим до можливих девіацій параметрів джерела збудження (до девіації амплітуди, частоти й фази  $U_f$ ), а також до температурного впливу навколишнього середовища з урахуванням тепловиділення у самому ДК. Це можна забезпечити оснастивши ДК двома сигнальними обмотками, які характеризуються формою функційної залежності їх амплітуд від кута  $\alpha$ , що показана на рис. 5, і яку в загальному випадку можна описати виразами

$$\begin{aligned} E_{s1}(\alpha) &= E_{av} + E(\alpha); \\ E_{s2}(\alpha) &= E_{av} - E(\alpha), \end{aligned} \quad (3)$$

де:  $E(\alpha)$  – інформаційна складова вихідних сигналів (непарна функція від значення  $\alpha$ );  $E_{av}$  – деяка постійна складова.

На рис. 5 позначено:  $E_{s\max}$  і  $E_{s\min}$  – максимальне і мінімальне значення амплітуд вихідних сигналів у робочому діапазоні кутів  $\pm\alpha_p$ . Тоді

$$E_{av} = 0,5 \cdot (E_{s\max} + E_{s\min}). \quad (4)$$

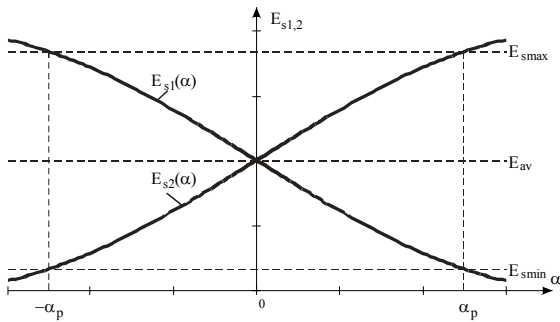


Рис. 5. Бажана форма функційних залежностей  $E_{s1}(\alpha)$  і  $E_{s2}(\alpha)$

Отже, загальна вимога до форми  $E_{s1}(\alpha)$  і  $E_{s2}(\alpha)$  – вони водночас повинні бути дзеркально симетричними відносно осі ординат і прямої  $E_{sav}$ .

Коефіцієнт інформаційної місткості вихідних сигналів  $\eta$  і цифровий код плинного значення кута  $\alpha$  ( $cod\alpha$ ) визначимо як

$$\eta = \frac{E_{smax} - E_{smin}}{E_{smax}} = 1 - \frac{E_{smin}}{E_{smax}}; \quad (5)$$

$$cod\alpha = \frac{E_{s1}(\alpha) - E_{s2}(\alpha)}{E_{s1}(\alpha) + E_{s2}(\alpha)} = \frac{E(\alpha)}{E_{av}}. \quad (6)$$

Як впливає з (6), цей підхід не реалізується, якщо  $E_{av} = 0$ , тобто за структури сигнальних обмоток, що на рис. 4, без наявності компенсувальних витків. Бажано, щоб конструкція ДК забезпечувала прямопропорційну залежність  $E(\alpha) = k \cdot \alpha$ , тоді  $\alpha \equiv cod\alpha \cdot E_{av} / k$ . В іншому разі значення кута  $\alpha$  потрібно буде визначати за функцією, зворотною до функції  $E(\alpha)$ , що реалізується шляхом використання програмованих логічних інтегральних схем.

#### ГОЛОВНІ ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ПАРАМЕТРИ МАГНІТНОЇ СИСТЕМИ ДК І ЇХ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ВИЗНАЧЕННЯ

Задля компактності подальшого викладу введемо такі параметри, що характеризують конструкцію магнітопроводу ДК в електромагнітному значенні і не залежать від конкретних значень кількості витків обмоток збудження ( $w_f$ ), сигнальних ( $w_s$ ) і компенсувальних ( $w_k$ ):

- $\lambda_{f\delta}$  і  $\lambda_{f\sigma}$  – магнітні провідності сегменту для поля самоіндукції обмотки збудження за наявності над ним ярка і без нього, відповідно;
- $\lambda_{s\delta}$  і  $\lambda_{s\sigma}$  – магнітні провідності сегменту для полів взаємодукції між обмотками  $f$  і  $s$  за наявності над ним ярка і без нього, відповідно;
- $\lambda_{k\delta}$  і  $\lambda_{k\sigma}$  – магнітні провідності сегменту для полів взаємодукції між обмотками  $f$  і  $k$  за наявності над ним ярка і без нього, відповідно.

Значення вказаних параметрів залежить як від геометричних розмірів конструкції магнітопроводу, так і від конфігурації взаємного розташування в просторі витків обмоток  $w$ ,  $s$ ,  $k$ ; вони розраховуються відомими в теорії електричних машин і апаратів методами. Вкажемо на характерний зв'язок між цими параметрами

$$\lambda_{f\delta} - \lambda_{f\sigma} = \lambda_{s\delta} - \lambda_{s\sigma} = \lambda_{k\delta} - \lambda_{k\sigma} = \lambda_{\delta}. \quad (7)$$

При функціонуванні багатосегментного ДК його магнітні системи в цілому характеризуються параметрами

$$\begin{aligned} \lambda_f &= \lambda_{f\delta} + (n-1) \cdot \lambda_{f\sigma} = \lambda_{\delta} + n \cdot \lambda_{f\sigma}; \\ \lambda_s &= \lambda_{s\delta} + (n-1) \cdot \lambda_{s\sigma} = \lambda_{\delta} + n \cdot \lambda_{s\sigma}; \\ \lambda_k &= \lambda_{k\delta} + (n-1) \cdot \lambda_{k\sigma} = \lambda_{\delta} + n \cdot \lambda_{k\sigma}. \end{aligned} \quad (8)$$

Внаслідок досить складної геометричної конфігурації полів розсіювання обмотки  $f$  точність розрахункових значень  $\lambda_{f\delta}(\sigma)$ ,  $\lambda_{s\delta}(\sigma)$  і  $\lambda_{k\delta}(\sigma)$  ДК, як метрологічного об'єкту, недостатня. Тому для практичних розрахунків значення цих параметрів краще встановити експериментальним шляхом, дослідивши макет, що складається з ярка та одного сегмента, в тангенціальний паз якого укладено три обмотки з кількістю витків кожної  $w_m$  ( $w_m = 10 \div 20$ ). Взаємне розташування цих обмоток повинно відповідати розташуванню обмоток  $f$ ,  $s$  і  $k$  у ДК, що проектується. За живлення однієї з обмоток (аналога обмотки  $f$ ) напругою  $U_{f\delta}(\sigma)$  і струмом  $I_{f\delta}(\sigma)$  і результатів виміру е.р.с. двох інших обмоток  $E_{s\delta}(\sigma)$  і  $E_{k\delta}(\sigma)$  у двох станах макету – з ярком (індекс  $\delta$ ) і без нього (індекс  $\sigma$ ), знехтувавши активними опорами обмоток, отримуємо

$$\begin{aligned} \lambda_{f\delta}(\sigma) &= \frac{U_{f\delta}(\sigma)}{\omega \cdot w_m^2 \cdot I_{f\delta}(\sigma)}; \quad \lambda_{s\delta}(\sigma) = \frac{E_{s\delta}(\sigma)}{\omega \cdot w_m^2 \cdot I_{f\delta}(\sigma)}; \\ \lambda_{k\delta}(\sigma) &= \frac{E_{k\delta}(\sigma)}{\omega \cdot w_m^2 \cdot I_{f\delta}(\sigma)}. \end{aligned} \quad (9)$$

Перевірка значень  $\lambda$  за (9) на задоволення умови (7) засвідчує достовірність їх експериментального визначення.

Експериментальні значення параметрів  $\lambda_{f\delta}$  і  $\lambda_{f\sigma}$  можна визначити і на реальному ДК з відомими величинами  $n$  і  $w$ . Виміривши  $U_{f\delta}(\sigma)$  і  $I_{f\delta}(\sigma)$  при наявності ярка і без нього, обчисливши  $z_{f\delta}(\sigma) = U_{f\delta}(\sigma) / I_{f\delta}(\sigma)$  й узявши до уваги, що  $z_{f\delta} = \omega \cdot w_f^2 \cdot (\lambda_{f\delta} + (n-1) \cdot \lambda_{f\sigma})$  і  $z_{f\sigma} = n \cdot \omega \cdot w_f^2 \cdot \lambda_{f\sigma}$ , отримаємо

$$\begin{aligned} \lambda_{f\sigma} &= \frac{z_{f\sigma}}{n \cdot \omega \cdot w_f^2}; \quad \lambda_{f\delta} = \frac{n \cdot (z_{f\delta} - z_{f\sigma}) + z_{f\sigma}}{n \cdot \omega \cdot w_f^2}; \\ \lambda_{f\delta} - \lambda_{f\sigma} &= \lambda_{\delta} = \frac{n \cdot (z_{f\delta} - z_{f\sigma})}{n \cdot \omega \cdot w_f^2}. \end{aligned} \quad (10)$$

Що ж до параметрів  $\lambda_{s\delta}(\sigma)$  і  $\lambda_{k\delta}(\sigma)$ , то внаслідок гальванічного зв'язку між обмотками  $s$  і  $k$ , визначити їх експериментальним шляхом відокремлено не можна, але легко знайти значення їхньої різниці  $\lambda_{\delta} - \lambda_{\sigma}$ . Для цього досить визначити для однієї із сигнальних обмоток  $z_{s\sigma}$  і  $z_{s1\delta}$  та  $z_{s2\delta}$ , що відповідають положенню ярка над одним із крайніх сегментів магнітопроводу,

$$z_{s\sigma} = \frac{E_{s\sigma}}{I_{f\sigma}}; \quad z_{s1\delta} = \frac{E_{s1\delta}}{I_{f\delta}}; \quad z_{s2\delta} = \frac{E_{s2\delta}}{I_{f\delta}}. \quad (11)$$

Для сигнальної обмотки приступкової структури

$$\begin{aligned} z_{s\sigma} &= n \left( \frac{(n-1)}{2} w \cdot \lambda_{s\sigma} - w_k \cdot \lambda_{k\sigma} \right) \omega \cdot w_f; \\ z_{s1\delta} &= \left( w \left( (n-1) \lambda_{s\delta} + \frac{n-2}{2} \lambda_{s\sigma} \right) - w_k \cdot \lambda_k \right) \omega \cdot w_f; \\ z_{s2\delta} &= \left( \frac{n(n-1)}{2} w \cdot \lambda_{s\sigma} - w_k \cdot \lambda_k \right) \omega \cdot w_f. \end{aligned} \quad (12)$$

З (12) отримаємо:

$$\begin{aligned} \lambda_{s\delta} - \lambda_{s\sigma} &= \frac{z_{s1\delta} - z_{s2\delta}}{(n-1) \cdot \omega \cdot w \cdot w_f}; \\ \lambda_{k\delta} - \lambda_{k\sigma} &= \frac{z_{s2\delta} - z_{s\sigma}}{\omega \cdot w_k \cdot w_f}. \end{aligned} \quad (13)$$

Оскільки витки обмотки  $k$  розташовані поверх витків обмотки  $s$ , а  $w_k < w_{s \max}$ , то значення  $\lambda_{s\sigma}$  і  $\lambda_{k\sigma}$  досить близькі, тому покладемо  $\lambda_{k\sigma} = k \cdot \lambda_{s\sigma}$  ( $k \approx 0,95 \div 1,0$ ), а відтак на основі (12)

$$\lambda_{s\sigma} = \frac{2 \cdot z_{s\sigma}}{n \cdot \omega \cdot ((n-1) \cdot w - 2 \cdot k \cdot w_k) \cdot w_f}. \quad (14)$$

Параметри  $\lambda_{s\delta}$  і  $\lambda_{k\delta}$  тепер можна визначити за (13).

Для сигнальної обмотки приступково-симетричної структури маємо

$$\begin{aligned} z_{s\sigma} &= n \cdot \omega \cdot w_k \cdot w_f \cdot \lambda_{k\sigma}; \\ z_{s1\delta} &= \left( \frac{n-1}{2} \cdot w \cdot \lambda_{s\delta} + w_k \cdot \lambda_k \right) \cdot \omega \cdot w_f; \\ z_{s2\delta} &= \left( \frac{1-n}{2} \cdot w \cdot \lambda_{s\delta} + w_k \cdot \lambda_k \right) \cdot \omega \cdot w_f. \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \text{Тоді} \quad \lambda_{k\sigma} &= \frac{z_{s\sigma}}{n \cdot \omega \cdot w_k \cdot w_f}; \\ \lambda_{k\delta} &= \frac{z_{s1\delta} + z_{s1\sigma} - 2 \cdot z_{s\sigma} \cdot \left(1 - \frac{1}{n}\right)}{n \cdot \omega \cdot w_k \cdot w_f}. \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{s\delta} - \lambda_{s\sigma} &= \frac{z_{s1\delta} - z_{s2\delta}}{(n-1) \cdot \omega \cdot w \cdot w_f}; \\ \lambda_{k\delta} - \lambda_{k\sigma} &= \frac{z_{s2\delta} - z_{s\sigma}}{\omega \cdot w_k \cdot w_f}. \end{aligned} \quad (17)$$

Зауважимо, що (17), як і слід було очікувати, повністю збігається з (13).

Експериментально визначені  $\lambda_{f\delta(\sigma)}$ ,  $\lambda_{s\delta(\sigma)}$ ,  $\lambda_{k\delta(\sigma)}$  дають змогу зробити оцінку достовірності їх розрахункових значень і внести відповідні корективи до розрахунку обмоткових даних ДК.

#### ПОПЕРЕДНІЙ ГАБАРИТНИЙ КУТОВИЙ РОЗМІР ДК

Кутові розміри двосегментної конструкції ДК показані на рис. 1, де позначено:

-  $\alpha_{\Delta}$  – кутовий розмір технологічного проміжку для забезпечення можливості укладання обмоток;

-  $\alpha_a \geq 2 \cdot \alpha_p + \alpha_{\Delta}$  – мінімальне значення кутового розміру якоря;

-  $\alpha_s \geq 2 \cdot \alpha_p + \alpha_{\Delta}$  – кутовий розмір кожного сегменту.

Відповідно до рис. 1 габаритний кутовий розмір  $\alpha_{\Gamma}$  двосегментного ДК повинен задовольняти умові

$$\alpha_{\Gamma} > 2 \cdot (2 \cdot \alpha_p + \alpha_{\Delta}) \quad (18)$$

Для багатосегментних структур ДК ( $n > 2$ ) співвідношення між тангенціальними розмірами запишемо як

$$\alpha_a = \frac{2 \cdot \alpha_p + \alpha_{\Delta}}{n}; \quad \alpha_s = \alpha_a - \alpha_{\Delta}. \quad (19)$$

З урахуванням (19) габаритний розмір багатосегментного ДК складає

$$\alpha_{\Gamma} > 2 \cdot \alpha_p + \frac{2 \cdot \alpha_p + \alpha_{\Delta}}{n} \approx 2 \cdot \alpha_p \cdot \left(1 + \frac{1}{n}\right). \quad (20)$$

#### ОБМОТКОВІ ДАНІ СТАТОРА ДК

Відповідно до рекомендованого принципу визначення цифрового коду кута, ДК повинен облаштовуватися двома сигнальними обмотками, взаємна структура яких характеризується дзеркальною симетрією відносно меридіанної площини, тому в подальшому мова йтиме про одну з них. За основний параметр обмоток доцільно прийняти висоту приступку  $w$ , тоді закони розподілу витків на сегментах магнітопроводу статора визначатимуться за (1) або (2).

За вихідні передумови для розрахунку значень  $w_f$ ,  $w$  і  $w_k$  прийнято:

1) форма функційних залежностей  $E_s(\alpha)$  повинна відповідати показаній на рис. 5, тобто  $E_{s \min} > 0$ , що як для приступкової, так і приступково-симетричної структур сигнальних обмоток вимагає наявності компенсувальних витків  $w_k$ ;

2) на робочому діапазоні зміни кутів величина  $E_{s \max}$  не повинна перевищувати  $U_{sm}$ , задане значення якої визначається типом вибраних АЦП контролера;

3) для збільшення інформаційної місткості вихідних сигналів приймемо значення максимального перепаду амплітуд на робочому діапазоні  $\Delta U_s = k \cdot U_s$ , де  $k = 0,9 \div 0,95$  (тобто  $\eta \approx k$ );

4) компенсувальні витки сигнальних обмоток  $w_k$  повинні забезпечити значення

$$E_{av} = 0,5 \cdot (E_{s \max} + E_{s \min}) = 0,5 \cdot U_{sm};$$

5) кількість витків обмотки збудження  $w_f$  визначається з умови забезпечення заданих  $U_f$  й  $I_f$ .

**Кількість витків обмотки збудження**, структура якої не залежить від структури сигнальних обмоток, за умовою 5) визначимо з рівняння (за нехтуванням активним опором)

$$U_f = \omega \cdot (\lambda_{f\delta} + (n-1) \cdot \lambda_{f\sigma}) \cdot w_f^2 \cdot I_f, \quad (21)$$

відповідно до якого

$$w_f = \sqrt{\frac{U_f}{\omega \cdot \lambda_{f\sigma} \cdot I_f}}. \quad (22)$$

Для наступного визначення кількості компенсуювальних витків сигнальних обмоток статора в нагоді може вираз для е.р.с. обмотки  $f_s$ , що припадає на один її виток  $e_f = U_f / w_f$

$$e_f = \sqrt{\omega \cdot \lambda_f \cdot U_f \cdot I_f}. \quad (23)$$

**Кількість витків сигнальної обмотки приступкової структури** визначимо з рівнянь

$$E_{s\max} = \omega \cdot w_f \left( w \left( (n-1)\lambda_{s\delta} + \lambda_{s\sigma} \sum_{i=1}^{n-2} i \right) - w_k \cdot \lambda_k \right) I_f =$$

$$= \omega \cdot w_f \left( w(n-1) \left( \lambda_{s\delta} + \frac{\lambda_{s\sigma}}{2} \right) - w_k \cdot \lambda_k \right) I_f;$$

$$E_{s\min} = \omega \cdot w_f \left( w \cdot \lambda_{s\delta} \sum_{i=1}^{n-1} i - w_k \cdot \lambda_k \right) I_f =$$

$$= \omega \cdot w_f \left( \frac{n \cdot (n-1)}{2} w \cdot \lambda_{s\delta} - w_k \cdot \lambda_k \right) I_f. \quad (25)$$

Тоді

$$\Delta U_s = E_{s\max} - E_{s\min} = \omega \cdot w \cdot w_f \cdot (n-1) \cdot \lambda_{s\delta} \cdot I_f. \quad (26)$$

Поділивши (26) на (21) і прийнявши до уваги передумову 3), отримаємо  $k \cdot \frac{U_{sm}}{U_f} = (n-1) \cdot \frac{w}{w_f} \cdot \frac{\lambda_{s\delta}}{\lambda_f}$ , що дає змогу визначити висоту приступки сигнальної обмотки приступкової структури

$$w = k \cdot \frac{w_f}{n-1} \cdot \frac{\lambda_f}{\lambda_{s\delta}} \cdot \frac{U_{sm}}{U_f}. \quad (27)$$

Виходячи з передумови 4) з урахуванням (24) і (25) запишемо

$$U_{sm} = \omega \cdot w_f \cdot (w \cdot (n-1) \cdot \lambda_s - 2 \cdot w_k \cdot \lambda_k) \cdot I_f. \quad (28)$$

З урахуванням (21) і (27) отримаємо

$$w_k = \frac{w_f}{2} \cdot \frac{\lambda_f}{\lambda_k} \cdot \left( k \cdot \frac{\lambda_s}{\lambda_{s\delta}} - 1 \right) \cdot \frac{U_{sm}}{U_f}. \quad (29)$$

**Кількість витків сигнальної обмотки приступково-симетричної структури** визначимо з рівнянь

$$E_{s\max} = \frac{1}{2} \cdot \omega \cdot w_f \left( \frac{n-1}{2} \cdot \lambda_{s\delta} \cdot w + w_k \cdot \lambda_k \right) I_f;$$

$$E_{s\min} = \frac{1}{2} \cdot \omega \cdot w_f \left( \frac{1-n}{2} \cdot \lambda_{s\delta} \cdot w + w_k \cdot \lambda_k \right) I_f. \quad (30)$$

Як і слід було сподіватися, значення  $\Delta U_s$  за (30) збігається з виразом (26), а тому висота приступки  $w$  цієї обмотки теж визначається за (27). Але якщо  $n$  – число парне, то і число  $w$  для цієї обмотки повинно бути парним. Передумова 4) для обмотки приступково-симетричної форми дає

$$U_{sm} = \omega \cdot w_f \cdot w_k \cdot \lambda_k \cdot I_f, \quad (31)$$

тоді

$$w_k = \frac{w_f}{2} \cdot \frac{\lambda_f}{\lambda_k} \cdot \frac{U_{sm}}{U_f}. \quad (32)$$

## ВИСНОВКИ

Запропонована раніше [1] модифікація топології магнітної системи індукційних перетворювачів інформації (названа магнітною системою трансверсного типу) легко надається до проектного розрахунку за умови точно означених зовнішніх параметрів давача кута (напруги й струму збудження та їхньої частоти) та вихідних параметрів (максимальне та мінімальне значення вихідних сигналів у робочому діапазоні кутів повороту).

Уведені в цьому викладі електромагнітні параметри магнітної системи давача кута  $\lambda_{f\delta(\sigma)}$ ,  $\lambda_{s\delta(\sigma)}$  і  $\lambda_{k\delta(\sigma)}$  легко визначаються розрахунковим й експериментальним шляхами й адекватно описують функційні залежності вихідних сигналів від кута повороту. Встановлення факту залежності цих сигналів переважно від параметра  $\lambda_{\delta} = \lambda_{s\delta} - \lambda_{s\sigma}$  (значення якого досить точно визначається розрахунково, бо він не чутливий до похибок розрахунку магнітних провідностей для потоків розсіяння), забезпечує точне визначення показників давача кута як первинного перетворювача інформації.

Рекомендований метод визначення цифрового коду кута забезпечує нечутливість гоніометричної системи до таких зовнішніх впливів, як нестабільність параметрів джерела збудження та впливу температури навколишнього середовища.

Приклад проектного розрахунку давача кута за запропонованою методикою наведена в Додатку.

## ЛІТЕРАТУРА

- [1] Завгородній В.Д. Квантово-механічна модель давачів кута індукційного типу (Частина 6. Безконтактні давачі обмеженого кута повороту) // Електротехніка і електромеханіка. 2005. №4. – С. 45–50.
- [2] Пульер Ю.М. Индукционные электромеханические функциональные преобразователи. – М.: Энергия, 1969. – 112 с.
- [3] Ахмеджанов А.А. Системы передачи угла повышенной точности. – М.; Л.: Энергия, 1966. – 272 с.
- [4] Vajorek Z. Electromaszynowe elementy automatiki. – Warszawa: WNT, 1969. – 236 s.

## ДОДАТОК

### ПРИКЛАД ПРОЕКТНОГО РОЗРАХУНКУ ДК З ТРАНСВЕРСНОЮ МАГНІТНОЮ СИСТЕМОЮ

Ефективність запропонованої методики покажемо на прикладі проектного розрахунку давача кута, вмонтованого в двигун поворотно-коливального руху на кут  $\pm 30$  геом. град.

#### Вихідні дані для розрахунку:

$$\alpha_p = \pm 0,522 \text{ рад}; U_f = 5 \text{ В}; I_f \leq 0,10 \text{ А};$$

$$f = 2 \cdot 10^4 \text{ Гц} \quad (\omega = 4 \cdot \pi \cdot 10^4 \text{ рад/с});$$

$$U_{sm} = 3,0 \text{ В}; \Delta U_s = 2,7 \text{ В}.$$

#### Вибір конструкції та результати макетування.

Двигун, у який вмонтовується давач кута, дає змогу виконати розточку його статора радіусом  $R_1 = 64$  мм, значення проміжку між якорем і статором покладемо  $\delta = 1,7$  мм, тоді зовнішній радіус якоря  $R_2 = 62,3$  мм. Технологічний проміжок для укладан-

ня сигнальних обмоток  $\Delta = 3$  мм ( $\alpha_{\Delta} \approx 0,05$  рад). Оскільки конструкція двигуна не накладає обмежень на кутовий габаритний розмір ДК, приймаємо кількість сегментів статора  $n = 2$ , тоді відповідно до (18) і (19)  $\alpha_a = 1,1$  рад,  $\alpha_s = 1,12$  рад,  $\alpha_{\Gamma} = 2,2$  рад, довжина дуги сегменту  $l_s = \alpha_s \cdot R_1 = 71,7$  мм. Сегмент формується з П-подібних феритових осердь марки МН2000 (ПП 15x11x6 з розмірами, вказаними на рис. 1д). Для експериментального визначення електромагнітних параметрів був виготовлений лінійний макет ДК у складі якоря й сегменту, в поздовжній паз якого було вкладено три обмотки (аналоги обмоток  $f, s$  і  $k$ ) із взаємним розташуванням, показаним на рис. 1д. Експериментальні значення параметрів  $\lambda_{f\delta(\sigma)}, \lambda_{s\delta(\sigma)}$  і  $\lambda_{k\delta(\sigma)}$  наведені в таблиці.

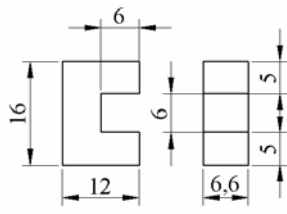


Рис. 1д

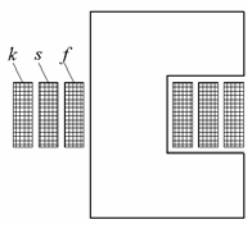


Рис. 1д

**Проектні обмоткові дані.** Для основного варіанту ( $n = 2$ ) за (22)

$$w_f = \sqrt{\frac{5}{4 \cdot \pi \cdot 10^4 \cdot (0,45 + 0,35) \cdot 10^{-6} \cdot 0,1}} = 23;$$

Кількість витків сигнальної обмотки приступкової структури за (27)

$$w_s = w = 0,9 \cdot \frac{23}{2-1} \cdot \frac{0,35 + 0,45}{0,37 - 0,27} \cdot \frac{3}{5} = 77.$$

Кількість компенсаційних витків для сигнальної обмотки приступкової структури за (29)

$$w_k = \frac{23}{2} \cdot \frac{0,35 + 0,45}{0,33 + 0,23} \cdot \left( 0,9 \cdot \frac{0,37 + 0,27}{0,37 - 0,27} - 1 \right) \frac{3}{5} = 35.$$

Для обмотки приступково-симетричної структури відповідні кількості витків складатимуть  $w_f = 23; w_s = 0,5 \cdot w = 38; w_k = 10$ .

Проектні обмоткові дані для ( $n = 3,4,5$ ) наведені в таблиці.

На рис. 2д показано порівняння розрахункових вихідних характеристик з експериментальними характеристиками давача кута з параметрами  $\alpha_p = \pm 30^\circ; U_f = 5,1$  В;  $I_f = 0,102$  А;  $w_f = 23$ ; сигнальні обмотки приступкової структури  $n = 2, w = 76, w_k = 35$ .

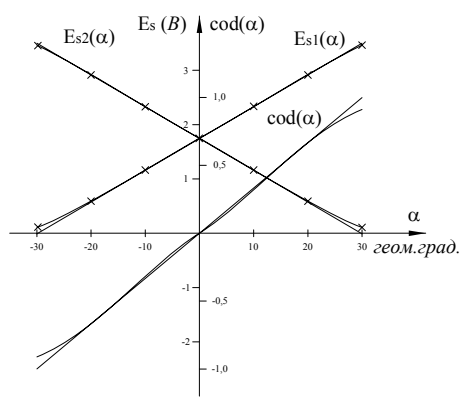


Рис. 2д. Розрахункові та експериментальні залежності  $E_{s1(2)}(\alpha); \text{cod}\alpha$ : — розрахунок;  $\times \times \times$  — експеримент

Таблиця

Параметри		Кількість сегментів $n$				
		2	3	4	5	
Геометричні параметри (рад)	$\alpha_s$	1,10	0,35	0,273	0,20	
	$\alpha_a$	1,12	0,37	0,275	0,22	
	$\alpha_{\Gamma}$	2,20	1,40	1,31	1,26	
Електромагнітні параметри* (мкГн)	$\lambda_{f\sigma}$	0,35	0,24	0,18	0,15	
	$\lambda_{f\delta}$	0,45	0,31	0,23	0,19	
	$\lambda_f$	0,80	0,79	0,78	0,79	
	$\lambda_{s\sigma}$	0,25	0,17	0,13	0,11	
	$\lambda_{s\delta}$	0,35	0,25	0,19	0,15	
	$\lambda_s$	0,60	0,59	0,59	0,59	
	$\lambda_{k\sigma}$	0,23	0,15	0,11	0,09	
	$\lambda_{k\delta}$	0,33	0,22	0,17	0,14	
Обмоткові дані	Обм. $f$	$w_f$	23	23	23	23
		Сигнальна обмотка приступкової структури	$w$	77	62	53
	$w_k$		35	62	72	81
	$w_{s1}$		77	124	159	168
	$w_{s2}$		0	62	106	126
	$w_{s3}$			0	53	84
	$w_{s4}$				0	42
	$w_{s5}$					0
	Сигнальна обмотка приступково-симетричної структури		$w$	76	62	52
		$w_k$	10	10	10	10
		$w_{s1}$	38	62	78	96
		$w_{s2}$	-38	0	26	48
		$w_{s3}$		-62	-26	0
		$w_{s4}$			-78	-48
		$w_{s5}$				-96

\* Розрахункові дані електромагнітних параметрів відрізняються від експериментальних, що наведені в Таблиці, на  $\pm 5\%$ .

Надійшла 03.03.2008

## РАСКРОЙ ЛИСТОВ МАГНИТОПРОВОДА ВЕНТИЛЬНЫХ ИНДУКТОРНО-РЕАКТИВНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Зинченко Е.Е.

Украинская государственная академия железнодорожного транспорта  
Украина, 61050, Харьков, пл. Фейербаха, 7, кафедра электротехники и электрических машин  
тел. (057) 730-19-96

Финкельштейн В.Б., д.т.н.

Харьковская национальная академия городского хозяйства  
Украина, 61002, Харьков, ул. Революции, 12, кафедра электротехники  
тел. (057) 731-95-28, E-mail: final@kharkov.ukrpack.net

*Запропонована методика розрахунку геометричних розмірів листів магнітопроводу статора і ротора вентильних індукторно-реактивних двигунів, яка забезпечує максимальне значення енергії магнітного поля у повітряному проміжку при заданій густині струму.*

*Предложена методика расчета геометрических размеров листов магнитопровода статора и ротора вентильных индукторно-реактивных двигателей, обеспечивающая максимальное значение энергии магнитного поля в воздушном зазоре при заданной величине плотности тока.*

Энергетические и массогабаритные показатели вентильных индукторно-реактивных двигателей жестко связаны с геометрическими соотношениями размеров спинок зубцов и расточки т.е. с раскроем магнитопровода. Характеристики и технический уровень двигателя будут тем выше чем большая энергия магнитного поля будет сосредоточена в воздушном зазоре.

В данной статье предлагается методика определения таких геометрических размеров магнитопровода, при которых энергия магнитного поля сосредоточенная в воздушном зазоре максимальна.

С целью сохранения деталей конструкции асинхронных двигателей, используемых для вентильных индукторно-реактивных двигателей, наружный диаметр сердечника статора  $d_n$  в соответствующей высоте оси вращения сохраняется неизменным. В [1] рекомендуется диаметр расточки выбирать в пределах  $(0,45 \div 0,65) \cdot d_n$ . Определение же конкретной величины диаметра расточки не приведено. Примем в качестве варьируемой величины диаметр расточки статора  $d_i$  и определим такое его значение, при котором максимальна энергия магнитного поля сосредоточенная в воздушном зазоре. При одиночной коммутации магнитный поток в спинке статора равен половине магнитного потока зубца статора. Но при одиночной коммутации большая амплитуда пульсаций момента двигателя. Для уменьшения пульсаций момента и повышения энергетических показателей следует использовать парную коммутацию. При парной коммутации потоки одновременно работающих фаз в спинке статора суммируются рис. 1 и, как показывают многочисленные расчеты, поток в спинке статора в данной ситуации может достигать до 97% от потока в зубце.

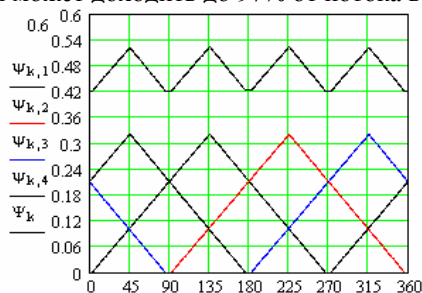


Рис. 1. Зависимость потокоцеплений отдельных фаз вентиального индукторно-реактивного двигателя, а также сумма потокоцеплений прямопропорциональная магнитному потоку в спинке статора

Кроме того, длина магнитной силовой линии в спинке статора значительно больше длины магнитной силовой линии в зубце, поэтому рекомендуется принимать коэффициент  $k_2$

$$k_2 = \frac{h_{a1p}}{0.5 \cdot b_{z1p}}$$

где  $h_{a1p}$  и  $b_{z1p}$  высота спинки статора и ширина зубца статора соответственно, порядка 1,7÷2,2. На двигателе на 350 кВт для электровоза  $k_2 = 1.72$ .

Увеличение высоты спинки статора также необходимо для снижения потерь в стали спинки. Частота изменения магнитного потока в спинке в  $0,5N_c$  раз ( $N_c$  — число зубцов статора) больше частоты изменения магнитного потока в зубцах, что обуславливает соответствующее увеличение удельных потерь. Также следует учитывать, что масса спинки статора существенно больше массы зубцов и для компенсации увеличения потерь за счет большей массы также желательно снижать магнитную индукцию в спинке, увеличивая высоту спинки статора. Что касается спинки ротора, то она за счет вала, как правило, существенно больше спинки статора и, специально, изменять её размеры в большую или меньшую сторону нет необходимости. При принятом значении коэффициента  $k_2$  представляется возможным выразить аналитически все геометрические размеры листов статора и ротора (рис. 2).

Ширина зубца статора с

$$b_{z1p} = d_i \cdot \operatorname{tg} \left( \frac{\pi}{N_c \cdot 2} \right). \quad (1)$$

Высота зубца статора

$$h_{z1} = \left[ \frac{d_n - k_2 \cdot d_i \cdot \operatorname{tg} \left( \frac{\pi}{N_c \cdot 2} \right)}{2} \right] - \frac{d_i}{2}. \quad (2)$$

Высота спинки статора

$$h_{a1p} = \frac{1}{2} \cdot k_2 \cdot b_{z1p}. \quad (3)$$

Ширина зубца ротора

$$b_{z2} = (d_i - 2 \cdot \delta) \cdot \sin \left( \frac{\gamma_r}{2} \right), \quad (4)$$

где  $\gamma_r$  - величина дуги зубца ротора в радианах. Вели-



чины дуг зубцов статора и ротора, обеспечивающие максимальную величину среднего момента при принятых числах зубцов принимаются по рекомендациям [4].  $\delta$  - величина воздушного зазора.

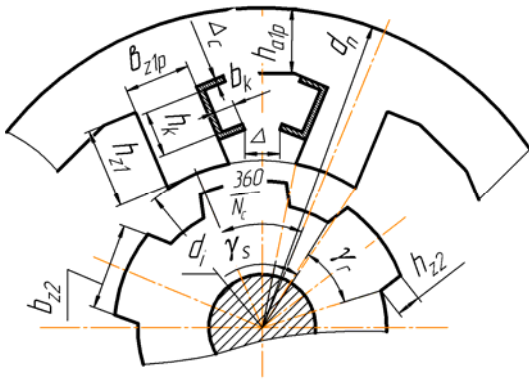


Рис. 2. Раскрой листов магнитопровода статора и ротора вентиляционного индукторно-реактивного двигателя

Высота зубца ротора

$$h_{z2} = \frac{1}{2} \cdot b_{z2} + 2. \quad (5)$$

Выбор высоты зубца ротора обусловлен:

- 1) необходимостью получения минимального магнитного напряжения приходящегося на зубец;
- 2) обеспечением минимального значения минимальной проводимости воздушного зазора в рассогласованном положении;
- 3) обеспечением максимальной величины спинки ротора для снижения индукции в ней и соответственного снижения потерь в стали ротора.

В рассогласованном положении велики воздушные зазоры между зубцами статора и ротора, поэтому при ограниченных токах магнитная цепь машины ненасыщена, что экспериментально подтверждено [2]. При ненасыщенной магнитной цепи, с достаточной для практики точностью, можно принять, что магнитные силовые линии выходящие из сердечника в зазоре прямолинейны, а в пазах представляют собою дуги окружностей с центром на вершинах углов зубцов [3], рис. 3.

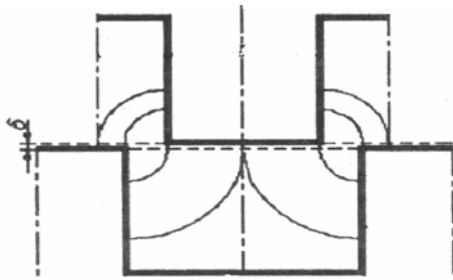


Рис. 3. Распределение магнитных силовых линий в межжелезном пространстве в рассогласованном положении

На основании этого можно заключить, что высота паза ротора должна составлять половину ширины паза статора с добавлением рекомендуемого запаса равного 2 мм (5).

Ширина сечения обмоточной зоны каркаса выбирается максимально возможной из условия обеспечения зазора между краями каркасов соседних катушек  $\Delta$  (рис. 2).

$$b_k = \frac{d_i \cdot \left( \operatorname{tg} \left( \frac{\pi}{N_c} \right) - \operatorname{tg} \left( \frac{\pi}{2 \cdot N_c} \right) \right)}{2} - \Delta_c - \frac{\Delta}{2}, \quad (6)$$

где  $\Delta_c$  - толщина стенок каркаса катушки (рис. 2).

Высота сечения обмоточной зоны каркаса

$$h_k = \left\{ \left( d_n - k_2 \cdot d_i \cdot \operatorname{tg} \left( \frac{\pi}{2 \cdot N_c} \right) \right)^2 / 4 - \left( d_i \cdot \operatorname{tg} \left( \frac{\pi}{N_c} \right) \right)^2 / 4 \right\}^{0.5} - \left( \frac{d_i}{2} \right) - 2 \cdot \Delta_c \quad (7)$$

Зная ширину и высоту сечения обмоточной зоны, представляется возможным при заданной плотности тока  $j$  и заданном значении коэффициента заполнения  $f_z$  определить намагничивающую силу  $F$

$$F = b_k \cdot h_k \cdot j \cdot f_z. \quad (8)$$

При каждом значении диаметра расточки  $d_i$  и остальных соответствующих ему геометрических размерах (1 – 7) может быть определен массив значений намагничивающей силы соответствующий принятому массиву магнитной индукции в воздушном зазоре. Намагничивающая сила, приходящаяся на сердечник

$$F_{Fe} = \left[ 2 \cdot h_{z1} \cdot H(B_\delta \cdot K_{z1}) + 2 \cdot H(B_\delta \cdot K_{z2}) + \frac{1}{2} \pi \cdot (d_i - 2 \cdot h_{z2}) \times \right. \\ \left. \times H \left( \frac{B_\delta \cdot b_{z2} \cdot K_{z2} \cdot K_\Phi}{d_i - 2 \cdot h_{z2}} \right) + d_n \cdot \frac{1}{2} \pi \cdot H \left( \frac{B_\delta \cdot K_{z1} \cdot K_\Phi}{k_2} \right) \right], \quad (9)$$

где  $H(B)$  – зависимость напряженности магнитного поля от индукции в сердечнике, (кривая намагничивания стали);  $K_\Phi$  – коэффициент, учитывающий сложение магнитных потоков двух фаз в спинке статора при парной коммутации,  $B_\delta$  – индукция в воздушном зазоре

$$K_{z1} = \frac{\gamma_r}{\gamma_s} \text{ если } \gamma_s \geq \gamma_r, \quad K_{z1} = 1 \text{ если } \gamma_s \leq \gamma_r,$$

$$K_{z2} = \frac{\gamma_s}{\gamma_r} \text{ если } \gamma_s \leq \gamma_r, \quad K_{z2} = 1 \text{ если } \gamma_s \geq \gamma_r,$$

где  $\gamma_s$  - величина дуги зубца статора.

Намагничивающая сила, приходящаяся на воздушный зазор

$$F_\delta = \frac{B_\delta \cdot 2 \cdot \delta}{\mu_0}, \quad (10)$$

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м - магнитная проницаемость воздуха.

Суммарная намагничивающая сила должна быть равна намагничивающей силе (8)

$$b_k \cdot h_k \cdot j \cdot f_z = F_{Fe} + F_\delta. \quad (11)$$

Уравнение (11) при принятом значении диаметра расточки и всех остальных размеров, связанных с ним приведенными соотношениями, соблюдается только при одном значении магнитной индукции в воздушном зазоре, являющимся корнем уравнения (11). Найдя это значение магнитной индукции, можно вычислить энергию магнитного поля сосредоточенную в воздушном зазоре в машине единичной длины

$$W_\delta = \frac{1}{2} \cdot F_\delta \cdot B_\delta \cdot b_{z1p}. \quad (12)$$

Задавшись рядом значений диаметров расточки статора  $d_i$  с шагом 1 мм, при каждом значении  $B_\delta$  определим энергию магнитного поля сосредоточенную в воздушном зазоре в машине единичной длины. По расчетным данным может быть построена зависимость



Рис. 4. Зависимость энергии магнитного поля сосредоточенной в воздушном зазоре от диаметра расточки статора

Из полученной зависимости (рис. 4) видно, что для двигателя взятого в качестве примера энергия магнитного поля в воздушном зазоре максимальна при диаметре расточки 65 мм.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Наибольший момент вентильного индукторно-реактивного двигателя при заданной величине наружного диаметра магнитопровода имеет место при таком раскрое, при котором энергия, сосредоточенная в воздушном зазоре будет максимальна. Предложенная методика позволяет определить геометрические размеры листов статора и ротора, обеспечивающие выполнение указанного условия.

Расчет диаметра расточки и раскрой магнитопровода, при котором максимальна энергия магнитного поля, сосредоточенная в воздушном зазоре может быть произведен с помощью прилагаемых методики и программы.

### ПРИЛОЖЕНИЕ

#### Программа, методика и пример расчета диаметра расточки и геометрических размеров листов статора и ротора вентильных индукторно-реактивных двигателей, обеспечивающих максимальную энергию магнитного поля, сосредоточенную в воздушном зазоре

##### Исходные данные

$d_n := 131$  - наружный диаметр магнитопровода статора, мм;  $N_c := 8$  - число пазов статора;  $\gamma_s := 22.5$  - величина дуги зубца статора в град;  $\gamma_r := 30$  - величина дуги зубца ротора в град;  $\delta := 0.2$  - величина воздушного зазора, мм;  $k_2 := 2$  - величина отношения высоты спинки статора к половине ширины зубца ротора;  $N_{CT} := 2$  - номер стали в массиве кривых намагничивания (определяется маркой стали);  $j := 10$  - величина допустимой плотности тока, А/кв. мм;  $f_z := 1$  - коэффициент заполнения обмоточной зоны;  $K_\Phi := 1.634$  - коэффициент, учитывающий сложение магнитных потоков разных фаз двигателя в спинке статора при парной коммутации;  $\Delta_c := 1$  - толщина стенок каркаса, мм;  $\Delta := 1$  - величина зазора между краями каркасов соседних катушек, мм.

Массив точек кривых намагничивания

$$M_{BH} := \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 4000 & 1 & 2.5 & 1.0 & 2.2 & 5 \\ 12000 & 1.2 & 11.7 & 1.2 & 4.5 & 6.8 \\ 13000 & 1.3 & 15.2 & 1.3 & 7.2 & 9.4 \\ 14000 & 1.38 & 21.8 & 1.38 & 14.1 & 11.8 \\ 14500 & 1.45 & 25.8 & 1.45 & 23 & 15 \\ 15000 & 1.52 & 32.5 & 1.6 & 31.4 & 18.5 \\ 15500 & 1.6 & 43.4 & 1.8 & 45.6 & 23 \\ 16000 & 1.8 & 59.8 & 2.0 & 59.8 & 28.5 \\ 17100 & 3.5 & 96.1 & 1.0 & 2.5 & 104 & 35 \\ 18700 & 12 & 180 & 1.0 & 3.9 & 220 & 43 \\ 18900 & 15.2 & 192 & 1.0 & 4.0 & 241 & 52 \\ 20200 & 55 & 256 & 1.0 & 7.0 & 335 & 63 \\ 21000 & 90.0 & 318 & 1.0 & 10 & 537 & 74 \\ 22000 & 200 & 393 & 1.0 & 16 & 883 & 91 \\ 23000 & 311 & 1252 & 1.0 & 30 & 1400 & 110 \end{pmatrix}$$

1. Представление кривой намагничивания с помощью функций сплайн-интерполяции и сплайн-аппроксимации системы MathCAD :

$$b := (M_{BH}^{(0)}) \cdot 10^{-4} \quad h := (M_{BH}^{(N_{CT})}) \cdot 0.15$$

$$S1 := \text{lspline}(b, h) \quad H(B) := \text{interp}(S1, b, h, B)$$

$$H(B) := \text{if}(H(B) \geq 0, H(B), 0) \quad b_{in} := \text{if}(N_{CT} = 1, 0.024, 0.02)$$

$$N := 0..120 \quad B_{k_N} := b_{in} \cdot N \quad H_{k_N} := H(B_{k_N})$$

$$H_k := \text{supsmooth}(B_k, H_k) \quad H_{ck} := \text{sort}(H_k)$$

$$S1 := \text{lspline}(B_k, H_{ck}) \quad H2(B) := \text{interp}(S1, B_k, H_{ck}, B)$$

2. Диапазон изменения диаметра расточки, мм

$$m := 21..90 \quad d_{i_m} := m$$

3. Текущее значение ширины обмоточной зоны каркаса, мм

$$b_{k_m} := \frac{d_{i_m} \cdot \left( \tan\left(\frac{\pi}{N_c}\right) - \tan\left(\frac{\pi}{N_c \cdot 2}\right) \right)}{2} - \Delta_c - \frac{\Delta}{2}$$

4. Текущее значение ширины зубца статора, мм

$$b_{z_m} := d_{i_m} \cdot \tan\left(\frac{\pi}{N_c \cdot 2}\right)$$

5. Текущее значение высоты зубца статора, мм

$$h_{z1_m} := \left( \frac{d_n - k_2 \cdot d_{i_m} \cdot \tan\left(\frac{\pi}{N_c \cdot 2}\right)}{2} \right) - \frac{d_{i_m}}{2}$$

6. Текущее значение высоты обмоточной зоны каркаса, мм

$$h_{k_m} := \sqrt{\left( \frac{d_n - k_2 \cdot d_{i_m} \cdot \tan\left(\frac{\pi}{N_c \cdot 2}\right)}{2} \right)^2 - \left( \frac{d_{i_m} \cdot \tan\left(\frac{\pi}{N_c}\right)}{2} \right)^2} - \left( \frac{d_{i_m}}{2} \right) - 2 \cdot \Delta_c$$

7. Текущее значение площади обмоточной зоны каркаса, кв. мм

$$s_m := b_{k_m} \cdot h_{k_m}$$

8. Текущее значение ширины зубца ротора, мм

$$b_{z2m} := (d_{im} - 2\delta) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot \gamma_r}{360}\right)$$

9. Текущее значение высоты зубца ротора, мм

$$h_{z2p_m} := \left(\frac{b_{z2m}}{2}\right) + 2$$

10. Текущее значение высоты спинки ротора, мм

$$h_{a2p_m} := \frac{(d_{im} - 2 \cdot h_{z2p})}{2}$$

11. Коэффициенты

$$K_{z1} := \text{if}\left(\gamma_s > \gamma_r, \frac{\gamma_r}{\gamma_s}, 1\right)$$

$$K_{z2} := \text{if}\left(\gamma_s > \gamma_r, 1, \frac{\gamma_s}{\gamma_r}\right)$$

12. Число вариаций по магнитной индукции  
c := 450

13. Величина вариационного шага по магнитной индукции

$$k_\delta := \text{if}(N_{CT} = 1, 0.006, 0.005)$$

14. Номер вариации по магнитной индукции  
i := 0..c

15. Текущее значение магнитной индукции в зазоре, Тл  
 $B_{\delta n_i} := k_\delta \cdot i$

16. Текущее значение магнитного напряжения приходящегося на спинки, А

$$AW_{a_i, m} := \left[ \frac{(d_{im} - 2 \cdot h_{z2p_m})}{20} \cdot H2(B_{a2_i, m}) + \frac{d_n}{20} \cdot H2(B_{a1_i, m}) \right] \cdot \pi$$

17. Текущее значение магнитного напряжения приходящегося на зубцы, А

$$AW_{z_i, m} := \frac{h_{z1m}}{5} \cdot H2(B_{\delta n_i} \cdot K_{z1}) + \frac{h_{z2p_m}}{5} \cdot H2(B_{\delta n_i} \cdot K_{z2})$$

18. Текущее значение магнитного напряжения приходящегося на сердечник, А

$$AWW_{Fe_i, m} := AW_{a_i, m} + AW_{z_i, m}$$

19. Текущее значение магнитного напряжения приходящегося на воздушный зазор, А

$$F_{\delta_i} := \frac{B_{\delta n_i} \cdot \delta \cdot 2 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}}$$

20. Текущее значение намагничивающей силы, А

$$F_{\Sigma_i, m} := AWW_{Fe_i, m} + F_{\delta_i}$$

21. Текущее значение коэффициента насыщения, А

$$K_{\mu_i, m} := \text{if}\left(i = 0, 1, \frac{F_{\Sigma_i, m}}{F_{\delta_i}}\right)$$

22. Текущее значение разности намагничивающей силы, определенной по магнитным индукциям в магнитопроводе и по полному току обмотки, А

$$FF_{i, m} := \left| F_{\Sigma_i, m} - s_m \cdot j \cdot f_z \cdot 2 \cdot 0.785 \right|$$

23. Расчет массива минимальных разностей между намагничивающих сил, определенных по магнитным индукциям в магнитопроводе и по полному току обмотки при текущих значениях диаметра расточки при вариации величиной индукции в воздушном зазоре

$$BB_m := \min(FF^{(m)}) \quad a(n, k) := \begin{cases} n & \text{if } FF_{n, k} - BB_k = 0 \\ (-10) & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$c_{i, m} := a(i, m)$$

24. Определение номера вариации по индукции, при которой обеспечивается минимум разности намагничивающей силы, определенной по магнитным индукциям в магнитопроводе и по полному току обмотки при текущем диаметре расточки

$$z_m := \max(c^{(m)})$$

25. Величина энергии магнитного поля сосредоточенная в воздушном зазоре при текущей величине диаметра расточки

$$s1_m := b_{k_m} \cdot h_{k_m} \cdot \frac{B_{\delta n(z_m)} \cdot j \cdot f_z \cdot 2 \cdot b_{z_m} \cdot 10^{-3} \cdot 0.785}{K_{\mu_{z_m, m}}}$$

### Результаты расчета

26. Определение диаметра расточки при котором максимальна энергия магнитного поля сосредоточенная в воздушном зазоре, мм

$$o_m := \begin{cases} m & \text{if } s1_m = \max(s1) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$e := \max(o) \quad e = 68 \quad D_i = e = 68$$

27. Высота зубца ротора

$$h_{z2p} := h_{z2p_e}$$

28. Высота спинки статора, мм

$$h_{a1} := 0.5 \cdot k_2 \cdot d_i \cdot \tan\left(\frac{\pi}{N_c \cdot 2}\right) \quad h_{a1} = 13.526$$

29. Внутренний диаметр спинки статора, мм

$$D_{bn} := d_n - 2 \cdot h_{a1} \quad D_{bn} = 103.948$$

30. Ширина зубца статора, мм

$$b_{z_e} = 13.526$$

31. Высота зубца статора, мм

$$h_{z1_e} = 17.974$$

32. Ширина зубца ротора, мм

$$b_{z2_e} = 17.496$$

33. Высота зубца ротора, мм

$$h_{z2p} = 8.763$$

34. Ширина обмоточной зоны каркаса, мм

$$b_{k_e} = 5.82$$

35. Высота обмоточной зоны каркаса, мм

$$h_{k_e} = 14.03$$

### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Кузнецов В.А., Садовский Л.А., Виноградов В.Л., Лопатин В.В. Особенности расчета индукторных двигателей для вентиляльного электропривода // Электротехника, 1998. - №6. - С. 35-43.
- [2] Ferrero A. An Indirect Test Method for the Characterization of Variable Reluctance Motors // IEEE, Transactions on Instrumentation and Measurement. 1993. Vol. 42, № 6. P. 1020-1025.
- [3] Pohl R. Theory of pulsating field machines // ЛЕЕ, 1946. Vol. 93, № 3.
- [4] Голландцев Ю.А. Вентильные индукторно-реактивные двигатели. Санкт-Петербург : 2003. - 149 с.

Поступила 30.01.2008

## СИНТЕЗ И ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК НЕЙРОСЕТЕВОЙ СИСТЕМЫ НАВЕДЕНИЯ И СТАБИЛИЗАЦИИ ВООРУЖЕНИЯ ЛЕГКОБРОНИРОВАННЫХ МАШИН ПРИ СЛУЧАЙНЫХ ВОЗМУЩАЮЩИХ ВОЗДЕЙСТВИЯХ

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

*Виконаний синтез і проведені дослідження динамічних характеристик нейромережевої системи наведення і стабілізації озброєння легкоброньованих машин за наявності зовнішніх збурюючих дій. Розроблена схема моделі об'єкту управління з урахуванням зовнішніх збурюючих дій, виконаний синтез нейрорегулятора і проведено моделювання системи. Показано, що запропонована нейромережева система володіє однією з основних якостей систем - є нечутливою до зовнішніх збурюючих дій.*

*Выполнен синтез и проведены исследования динамических характеристик нейросетевой системы наведения и стабилизации вооружения легкобронированных машин при наличии внешних возмущающих воздействий. Разработана схема модели объекта управления с учётом внешних возмущающих воздействий, выполнен синтез нейрорегулятора и проведено моделирование системы. Показано, что предлагаемая нейросетевая система обладает одним из основных качеств систем - является нечувствительной к внешним возмущающим воздействиям.*

**Постановка проблеми.** Стабилизаторы вооружения (СВ) являются сложными системами, которые должны обеспечивать требуемые показатели качества, такие как точность стабилизации, неплавность наведения, требуемый диапазон регулирования скорости и др. При движении боевых машин по пересеченной местности возникают колебания корпуса, которые обуславливают возмущающие моменты, действующие на вооружение. Проблема синтеза эффективных систем управления вооружением легкобронированных машин и анализа их динамических характеристик является актуальной и важной задачей.

**Анализ последних достижений и публикаций.** Для обеспечения высоких характеристик систем автоматического управления в настоящее время широкое применение получили методы адаптивного и робастного регулирования [1, 2]. Данные методы обеспечивают устойчивость систем с переменной динамикой, базируются на известной модели объекта и не требуют точного знания ее параметров. Методы адаптивного регулирования пытаются при этом подстроить регулятор на основе оценки параметров неизвестного объекта, в то время как робастные регуляторы остаются неизменными и обеспечивают устойчивость системы только в диапазоне допустимых изменений параметров объекта. Однако проблема синтеза адаптивных систем регулирования для неизвестных, нелинейных и переменных во времени объектов как с теоретической так и с практической точки зрения не решена окончательно. Область применения методов робастного регулирования ограничивается, главным образом, линейными системами и некоторыми специальными классами нелинейных систем.

В последнее время ведутся интенсивные исследования по применению искусственных нейронных сетей (ИНС) при построении систем управления нелинейными объектами [3, 4]. Замечательным свойством ИНС является их способность к обучению, что позволяет получить более простые решения для

сложных задач управления. Кроме того, наличие в структуре искусственных нейронных сетей нейронов с нелинейными функциями активации, позволяет использовать их для решения задач управления нелинейными объектами, в то время как традиционные методы не обеспечивают решения подобных задач.

**Цель статьи.** Целью работы является синтез и исследование динамических характеристик нейросетевой системы наведения и стабилизации вооружения легкобронированных машин при наличии внешних возмущающих воздействий, обусловленных колебаниями корпуса при движении машин по пересеченной местности.

**Изложение материала исследования, полученных научных результатов.** При движении легкобронированных машин по пересеченной местности возникают колебания корпуса, которые обуславливают возмущающие моменты, действующие на вооружение. Вопросы идентификации внешних возмущающих воздействий, вызванных случайными изменениями профиля дороги, рассматриваются во многих публикациях. В работах [5] приведены экспериментально полученные на реальных трассах спектральные плотности этих возмущений. Поскольку спектральные плотности этих воздействий известны, целесообразно формировать случайные изменения возмущающего момента  $M_c(t)$  от источника случайного сигнала типа белого шума  $V_{\text{бш}}$  интенсивностью  $\nu$  с помощью формирующего фильтра с передаточной функцией колебательного звена

$$M_c(p) = \frac{k_B \cdot \omega_B^2}{p^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_B \cdot p + \omega_B^2}, \quad (1)$$

где  $\omega_B$  - резонансная частота собственных колебаний;  $\xi$  - коэффициент демпфирования;  $k_B$  - коэффициент усиления формирующего фильтра.

Параметры формирующего фильтра выбираются таким образом, чтобы спектральная плотность выход-

ного сигнала совпадала с кривой экспериментальной спектральной плотности, полученной на основе статистической обработки реальных трасс.

Исполнительное устройство стабилизатора вооружения состоит из усилителя (преобразователя) мощности УМ, приводного двигателя ПД и кинематического устройства сопряжения КУС. Реальная кинематическая схема системы наведения и стабилизации содержит упругие элементы (элементы конечной жесткости). Наличие упругих элементов усложняет расчетную схему механической части системы, превращая её в многомассовую. Исследования показали, что с достаточной для практических расчётов точностью механическая часть системы может быть представлена в виде двухмассовой системы. Тогда процессы в исполнительном устройстве описываются следующей системой уравнений:

$$U_d = k_{ум} \cdot S_{упр}; \quad I_я = \frac{1}{R_я} (U_d - L_я p I_я - c_\phi \omega_d)$$

$$M_d = I_я \cdot c_\phi; \quad \omega_d = \frac{1}{J_d \cdot p} \left( M_d - \frac{M_y}{N} - M_{тд} \right);$$

$$M_y = \Delta \phi_M \cdot c; \quad \Delta \phi_M = \frac{1}{p} \left( \frac{\omega_d}{N} - \phi_M \right);$$

$$\omega_M = \frac{1}{J_M \cdot p} \cdot (M_y - M_{тм} - M_c).$$

В уравнениях приняты следующие обозначения:  $S_{упр}$  - величина входного воздействия;  $k_{ум}$  - коэффициент передачи усилителя мощности УМ;  $U_d$  - напряжение, поступающее на якорную обмотку ПД;  $R_я$  - сопротивление якорной обмотки ПД;  $L_я$  - ин-

дуктивность якорной обмотки ПД;  $p$  - оператор дифференцирования;  $c_\phi = k_d \Phi$ ;  $k_d$  - конструктивный коэффициент ПД;  $\Phi$  - магнитный поток ПД;  $J_d$  - момент инерции ротора ПД;  $N$  - передаточное число КУС;  $\omega_d$  - скорость вала ПД;  $M_{тд}$  - моменты сухого трения в подшипниках ПД;  $M_{тм}$  - момент трения КУС;  $J_M$  - момент инерции нагрузки СВ;  $M_c$  - возмущающий момент, обусловленный колебаниями корпуса носителя;  $\omega_M$  - скорость вращения нагрузки СВ;  $M_y$  - момент упругости КУС;  $c$  - коэффициент жёсткости элементов трансмиссии.

Для обеспечения высоких динамических характеристик системы наведения и стабилизации вооружения легкобронированной машины разработана двухконтурная система подчинённого регулирования с нейронной компенсацией нелинейностей исполнительного устройства стабилизатора вооружения в контуре регулирования скорости. Регулятор положения может быть линейным. Структурная схема нейросетевой системы управления, разработанная в Simulink системы MATLAB показана на рис. 1. Схема включает блок контроллера NN Prediction Controller, блоки генерации эталонного ступенчатого сигнала со случайной амплитудой Random Reference, блоки построения графиков и блоки, относящиеся к объекту управления.

На рис. 2 показана схема модели объекта регулирования (Subsystem). Блоки MATLAB Fcn и MATLAB Fcn1 используются для задания моментов сухого трения на валу двигателя и механизма.

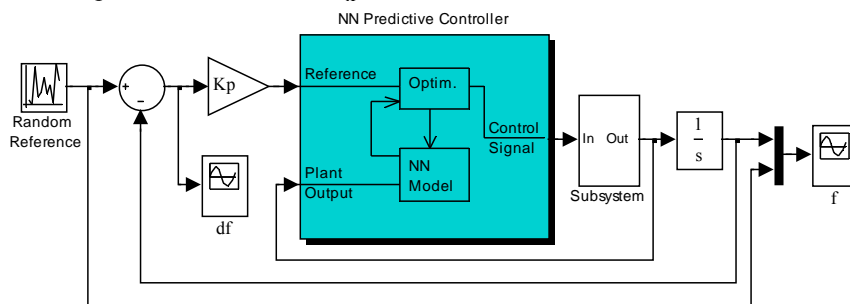


Рис. 1. Схема нейросетевой системы управления

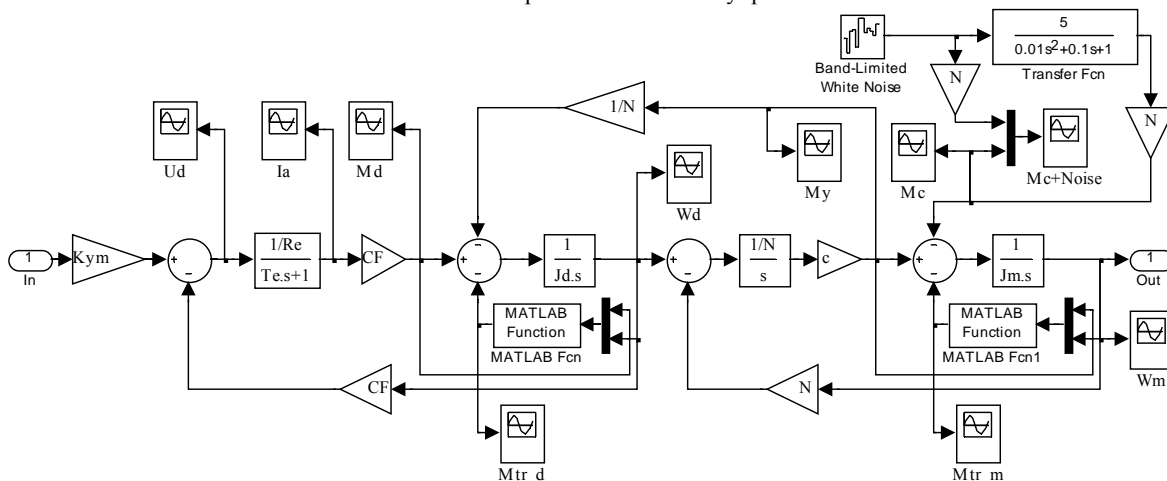


Рис. 2. Модель исполнительного устройства СВ с учётом возмущающего момента  $M_c(t)$

В качестве нейрорегулятора контура скорости выбран регулятор с предсказанием NN Predictive Controller, реализованный в пакете прикладных программ Neural Network Toolbox системы MATLAB.

При построении регулятора использован принцип предиктивного метода регулирования на основе модели, который заключается в формировании такой последовательности сигналов воздействия на объект, которая минимизирует разность между заданием и предсказываемым моделью процесса выходным сигналом в будущем.

Регулятор представляет собой итерационный алгоритм оптимизации:

- минимизация осуществляется численными методами оптимизации;
- минимизируется функционал качества, описывающий желаемый критерий качества;
- для воздействия на объект используется только первый элемент оптимизированной последовательности;
- вся процедура оптимизации повторяется на каждом шаге дискретности.

В качестве функционала качества используется следующее выражение:

$$J = \sum_{i=N_1}^{N_2} [\hat{y}(k+i) - r(k+i)]^2 + \sum_{i=0}^{N_u} \lambda_i [\Delta u(k+i-1)]^2,$$

где  $N_1$  - нижний горизонт предикции;  $N_2$  - верхний горизонт предикции;  $N_u$  - горизонт управления;  $\lambda_i$  - весовой коэффициент;  $\Delta$  - оператор разности  $\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$ ;  $r = [r(k+N_1) \dots r(k+N_2)]^T$  -

желаемая траектория;  $\hat{y} = [\hat{y}(k+N_1) \dots \hat{y}(k+N_2)]^T$  - вектор предсказания модели,  $u = [u(k+1) \dots u(k+N_u)]^T$  - вектор сигналов воздействия на объект,  $u(k+i) = \text{const}$  при  $i > N_u$ .

Синтез нейроконтроллера состоит из двух этапов: этап идентификации объекта управления и этап синтеза закона управления. На этапе идентификации разрабатывается модель управляемого объекта в виде нейронной сети, которая на этапе синтеза используется для синтеза регулятора.

Был выполнен синтез нейроконтроллера и проведены всесторонние исследования системы при различных входных воздействиях с учётом возмущающих моментов, действующие на вооружение.

При исследовании влияния внешних возмущающих воздействий, действующих на вооружение, параметры передаточной функции (1) приняты следующими: коэффициент демпфирования  $\xi = 0,5$ ; резонансная частота собственных колебаний  $\omega_B = 10$ ; интенсивность белого шума  $v = 0,001$ . Для исследования нечувствительности системы с нейрорегулятором к внешним возмущающим воздействиям расчёт переходных процессов производился для ряда значений коэффициента усиления формирующего фильтра  $k_B$ . На рис. 3 приведены графики переходных процессов переменных состояния системы с пропорциональным регулятором в контуре положения без нейрорегулятора в контуре скорости при  $k_B = 100$ .

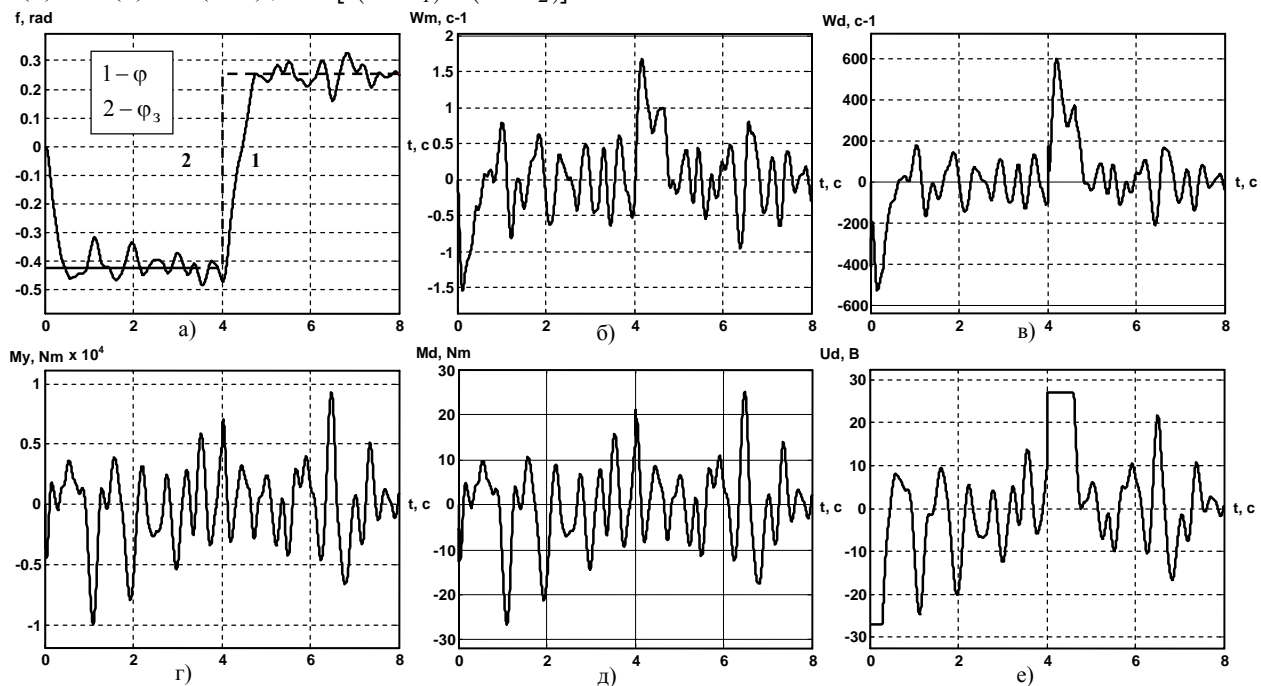


Рис. 3. Графики переходных процессов переменных состояния системы без нейрорегулятора:

- а) обработки заданного угла  $\varphi$ ; б) напряжения двигателя  $U_D$ ; в) ток двигателя  $I_D$ ;  
г) скорости механизма  $\omega_M$ ; д) скорости двигателя  $\omega_D$ ; е) момента упругости  $M_y$

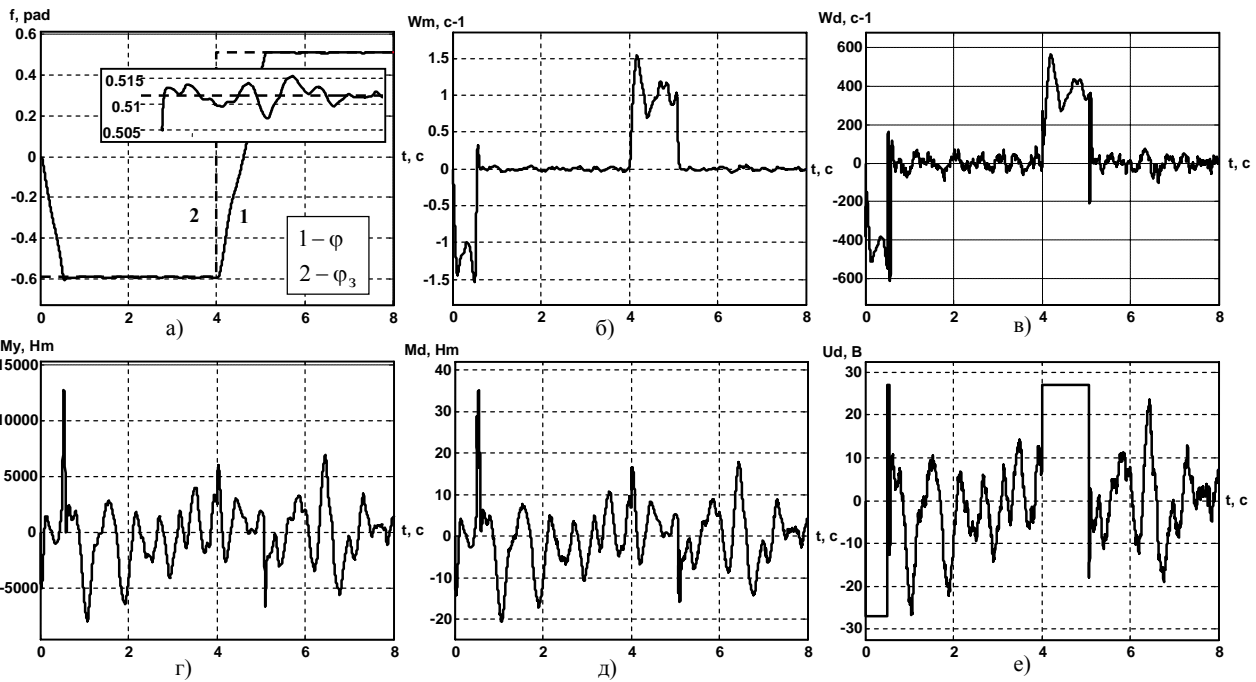


Рис. 4. Графики переходных процессов переменных состояния системы с нейрорегулятором:  
 а) обработки заданного угла  $\varphi$ ; б) напряжения двигателя  $U_d$ ; в) ток двигателя  $I_d$ ;  
 г) скорости механизма  $\omega_M$ ; д) – скорости двигателя  $\omega_d$ ; е) – момента упругости  $M_y$

На рис. 4 приведены переходные процессы системы с нейрорегулятором в контуре скорости без учёта момента сухого трения на валу механизма. Данные исследования носят теоретический характер, поскольку величина возмущающего момента  $M_c(t)$  выбрана такой величины, которая приводит в среднем к пятикратной перегрузке двигателя по току. Отклонения угла  $\varphi$  от установившегося значения в такой системе составляют в среднем  $\pm 0,09$  рад, что соответствует  $\Delta\varphi = \pm 5^\circ$ . Как видно из графиков, отклонения угла  $\varphi$  от установившегося значения в системе с нейрорегулятором составляют в среднем  $\pm 0,003$  рад, что соответствует  $\Delta\varphi = \pm 0,17^\circ$ , т.е. применение нейрорегулятора в контуре скорости позволило уменьшить  $\Delta\varphi$  в 30 раз.

**Выводы.** В статье выполнен синтез и проведены исследования динамических характеристик нейросетевой системы наведения и стабилизации вооружения легкобронированных машин при наличии внешних возмущающих воздействий, обусловленных колебаниями корпуса при движении машин по пересечённой местности. Разработана схема модели объекта управления, позволяющая проводить исследования с учётом внешних возмущающих воздействий. Случайные изменения возмущающего момента формируются от источника случайного сигнала типа белого шума с заданной интенсивностью с помощью формирующего фильтра с передаточной функцией колебательного звена. Выполнено моделирование системы без нейрорегулятора и системы с нейрорегулятором при различных значениях интенсивности белого шума. Предлагаемая нейросетевая система обладает одним из основных качеств систем - является нечувствительной к внешним возмущающим воздействиям. Применение

нейрорегулятора позволило уменьшить ошибку регулирования в 30 раз.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Александров Е.Е., Борисюк М.Д., Кузнецов Б.И. Параметрическая оптимизация многоканальных систем автоматического управления. - Харьков: Основа, 1995. - 272 с.
- [2] Цифровое робастное управление дискретно-континуальным объектом. Кузнецов Б.И., Никитина Т.Б., Василец Т.Е., Варфоломеев А.А. // Сб. научн. трудов Днепропетровского гос. технич. университета (технические науки). Тематический выпуск "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика". - Днепропетровск, 2007. - С. 373-374.
- [3] Клепиков В.Б., Махотило К.В., Сергеев С.А. Применение методов нейронных сетей и генетических алгоритмов в решении задач управления электроприводами// Электротехника. - 1999. - №5. - С. 2-6.
- [4] Нейро-фаззи регулятор для электроприводов с проскальзыванием: Клепиков В.Б., Клепиков А.В., Глебов О.Ю., Моисеенко П.Л., Полянская И.С. // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". - Харків: НТУ"ХПІ". - 2002. - №9, Т.4- С. 47-52.
- [5] Александров С.С., Козлов Е.П., Кузнецов Б.И. Автоматичне керування рухомими об'єктами і технологічними процесами. - Харків: НТУ "ХПІ", 2002. - 490 с.

Поступила 16.03.2008

## КОМПЕНСАЦИЯ ДИНАМИЧЕСКОГО МОМЕНТА АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА МОТАЛКИ ПОЛОСЫ

Лимонов Л.Г. к.т.н.  
АОЗТ "Тяжпромавтоматика",  
Украина, 61072, Харьков, Пр. Ленина, 56,  
тел. (057)758-64-88, E-mail: lgl@tpa5.vk.kh.ua

*Стаття присвячена розгляданню питань підвищення якості регулювання натягу полоси електроприводом моталки з використанням асинхронного електродвигуна, шляхом компенсації динамічного моменту електропривода під час роботи.*

*Статья посвящена рассмотрению вопросов повышения качества регулирования натяжения полосы электроприводом моталки с применением асинхронного электродвигателя, посредством компенсации динамического момента электропривода во время работы.*

При намотке полосы на моталку важной функцией системы регулирования натяжения, построенной по косвенному принципу действия, является компенсация динамического момента. В общем случае динамический момент электропривода моталки состоит из двух составляющих [1] – составляющей, определяемой ускорением полосы при намотке, и составляющей, определяемой величиной изменения радиуса рулона наматываемого материала. Вторая составляющая проявляется при намотке полосы на высокоскоростных прокатных станах, в то время, как первая составляющая существенно влияет на точность поддержания натяжения полосы, независимо от скорости намотки. Компенсация ее необходима, в то время, как второй составляющей можно пренебречь, без ущерба для точности.

При применении электропривода моталки с приводным электродвигателем постоянного тока и регулированием скорости электродвигателя при изменении радиуса рулона путем изменения потока возбуждения, компенсация динамического момента сводится к изменению величины якорного тока электродвигателя при изменении скорости намотки на величину, определяемую известным соотношением

$$I_{\text{дин}} = (J_c + J_v) \cdot \frac{I_n \cdot R_m}{M_n \cdot R^2} \cdot \frac{dv}{dt}, \quad (1)$$

в котором  $J_c$  – сумма моментов инерции якоря электродвигателя, барабана моталки и элементов передачи,  $J_v$  – переменная составляющая момента инерции электропривода, равная

$$J_v = \frac{\pi \cdot b \cdot \gamma \cdot (R^4 - r^4)}{2}. \quad (2)$$

Здесь  $b$  – ширина;  $\gamma$  – плотность рулона;  $R, r$  – радиус рулона и барабана, а  $I_n$  и  $M_n$  – номинальные ток и момент электродвигателя;  $R_m$  – максимальный радиус рулона.

Компенсация динамического момента электропривода моталки при использовании в качестве приводного асинхронного электродвигателя с питанием от преобразователя частоты с векторным управлением имеет некоторые отличия.

В этом случае компенсация динамического Мо- мента производится путем изменения величины моментобразующей составляющей тока статора  $I_q$  с учетом того, какая система управления принята для регулирования координат электропривода [2].

Как видно из анализа структур систем управления [2], в процессе роста момента электродвигателя при намотке полосы одновременно может существовать только один из двух возможных режимов изменения параметров электропривода:

- изменение моментобразующей составляющей тока пропорционально радиусу рулона при постоянной величине потокосцепления
- изменение потокосцепления пропорционально радиусу рулона при постоянной величине моментобразующей составляющей тока.

Для получения зависимостей, определяющих величину динамического тока асинхронного электродвигателя введем обозначение коэффициента потокосцепления

$$K_\phi = \frac{M_n}{I_{qn}} = \frac{M_n}{I_n \cdot \cos \varphi_n}. \quad (3)$$

Здесь  $I_n, I_{qn}$  – номинальные значения тока статора и его моментобразующей составляющей.

Для случая, когда регулирование натяжения при намотке производится при постоянной величине потокосцепления, величина моментобразующей составляющей тока статора для компенсации динамического момента электропривода может быть рассчитана по следующим зависимостям

$$I_{qd1} = \left( J_c + \frac{\pi \cdot b \cdot \gamma \cdot (R^4 - r^4)}{2} \right) \frac{1}{R \cdot k_\phi} \cdot \frac{dv}{dt}; \quad (4)$$

$$I_{qd1} = \left( J_c + \frac{\pi b \gamma (R^4 - r^4)}{2} \right) \frac{1}{R k_\phi \alpha} \frac{dv}{dt}. \quad (5)$$

Формула (4) пригодна для случая, когда регулирование натяжения при намотке рулона производится при номинальном потокосцеплении, а формула (5) – для случая, когда регулирование производится при значении потокосцепления меньше номинального в  $\alpha$  раз, например, при двухдиапазонном регулировании [2].



Для случая, когда регулирование натяжения при намотке рулона производится изменением потокосцепления при постоянной величине моментобразующей составляющей тока статора, динамическая составляющая рассчитывается по формуле

$$I_{qd2} = \left( J_c + \frac{\pi \cdot b \cdot \gamma \cdot (R^4 - r^4)}{2} \right) \frac{R_m}{R^2 \cdot k_\phi} \cdot \frac{dv}{dt} \quad (6)$$

Зависимости (4), (5) и (6) - основа для разработки алгоритма компенсации динамического момента микропроцессорной системы управления электропривода.

Приведенные формулы использованы для расчета загрузки электродвигателя в режиме компенсации динамического момента электропривода моталки четырехклетового стана холодной прокатки 1700.

Параметры стана: максимальная скорость 25 м/с, ускорение 2,5 м/с/с. Максимальное натяжение полосы – 100 кН, ширина полосы 0,9 м - 1,5 м. Радиус барабана 0,3 м, максимальный радиус рулона 1,1 м.

Для безредукторного привода моталки с такими параметрами может быть использован двухдвигательный электропривод с асинхронными электродвигателями, параметры каждого из них 2000 кВт, 333 об/мин,  $J=871$  кгм<sup>2</sup>. Номинальный момент одного электродвигателя 57,4кНм, что позволяет применить однозонную систему управления с регулированием скорости посредством изменения потокосцепления.

Результаты расчета величины моментобразующей составляющей тока электродвигателя для компенсации динамического момента электропривода при постоянной величине ускорения стана 2,5 м/с/с, для полосы приведены на рис. 1.

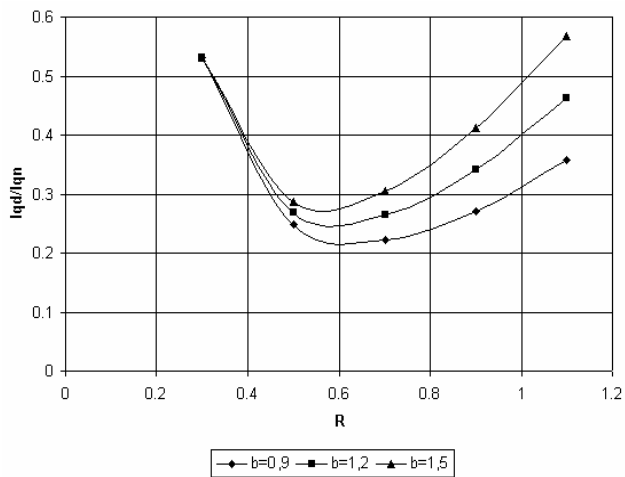


Рис. 1

Для сравнения на рис. 2 приведены кривые зависимости величины динамического тока для безредукторного электропривода той же моталки, но с приводным электродвигателем постоянного тока. Приводной электродвигатель – трехъякорный, с параметрами 3x1250 кВт, 210/800 об/мин,  $J = 3x5000$  кгм<sup>2</sup>.

Как видно из кривых, электропривод с асинхронными электродвигателями требует меньших затрат энергии для компенсации динамического момента благодаря лучшим динамическим характеристикам.

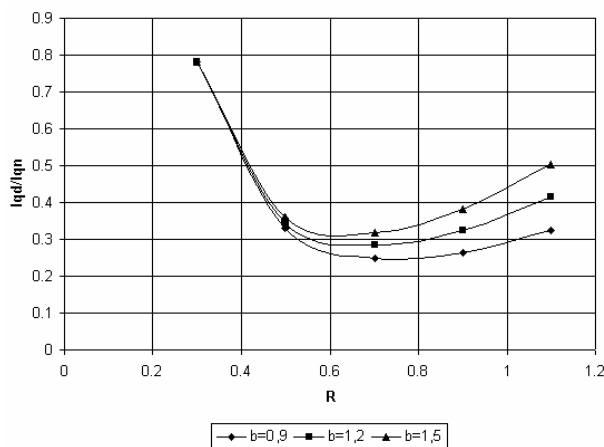


Рис. 2

В заключение интересно рассмотреть приведенные на рис. 3 зависимости полного тока асинхронного электродвигателя моталки от радиуса рулона в режиме ускорения стана, при компенсации динамического момента, рассчитанные для условия, когда натяжение полосы максимально возможное ( $I_q = I_{qn}$ ).

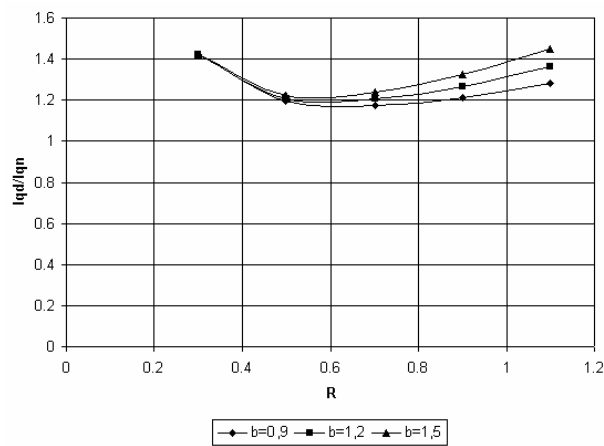


Рис. 3

Эти зависимости позволяют оценить величину динамических нагрузок электродвигателя и возможности изменения динамических параметров стана (увеличение ускорения), которые при применении электропривода постоянного тока, как правило, ограничены возможностями электропривода моталки.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Альшиц В.М., Зеленцов В.И., Тикоцкий А.Е. Электроприводы моталок и разматывателей станов холодной прокатки. Москва. ИНФОРМЭЛЕКТРО, 1980.
- [2] Лимонов Л.Г. Об особенностях использования асинхронного электродвигателя для привода моталки. // Электротехника і електромеханіка, Харьков, 2007, №4, С. 40-44.

Поступила 01.04.2008

## ГЕОМЕТРИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ В ВЕНТИЛЬНОМ ДВИГАТЕЛЕ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Радимов И.Н., к.т.н., доц.  
ООО "Завод "Электротехника"  
Украина, 54028, Николаев, ул. Новозаводская, 19  
тел. (048) 738-58-55, E-mail: office@zelnk.com

Рымша В.В., д.т.н., проф., Чан Тхи Тху Хьонг, Процина З.П.  
Одесский национальный политехнический университет  
Украина, 65044, Одесса, пр. Шевченко, 1, ИЭЭ, кафедра электрических машин  
тел. (048) 738-58-55, E-mail: office@zelnk.com

*Виконано мінімізацію реактивного моменту вентильного двигуна з постійними магнітами шляхом вибору раціональних геометричних співвідношень його активної зони.*

*Выполнена минимизация реактивного момента вентильного двигателя с постоянными магнитами путем выбора рациональных геометрических соотношений его активной зоны.*

Вентильные двигатели с постоянными магнитами (ВДПМ) на сегодняшний день находят широкое применение в системах автоматизации технологических процессов [1, 4]. Это связано с доступностью высококоэрцитивных постоянных магнитов (ПМ) и развитием полупроводниковой техники. При серийном производстве ВДПМ на первый план выходит упрощение технологии их изготовления и, следовательно, снижение себестоимости производства. Одним из возможных вариантов решения данной проблемы является применение в ВДПМ явнополюсного статора с сосредоточенными катушками его обмотки (рис. 1).

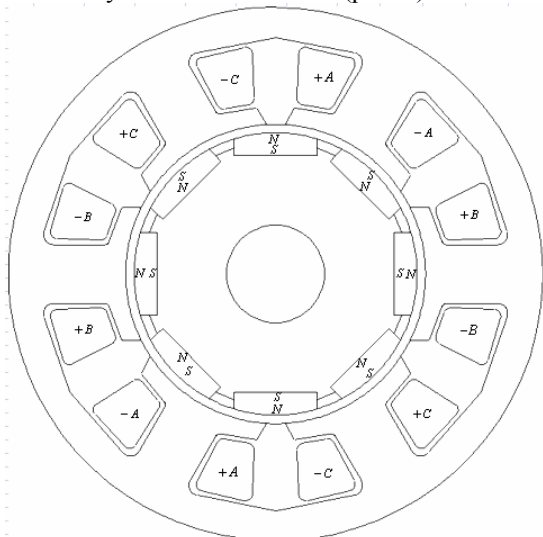


Рис. 1. Поперечное сечение ВДПМ

Для примера (см. рис. 1) при числе зубцов (пазов) статора  $Z_1 = 6$  выполняется обмотка с числом фаз  $m = 3$ . Число полюсов ротора  $2p = 8$ . При этом соблюдается симметрия обмотки статора, имеющей дробное число пазов на полюс и фазу:

$$q = \frac{Z_1}{2p \cdot m} = \frac{6}{8 \cdot 3} = \frac{1}{4}.$$

Шаг обмотки по пазам:  $y = 1$ , т.е. катушки имеют минимальные по длине лобовые части.

В то же время явнополюсная структура статора ВДПМ и связанная с этим неравномерность воздушного зазора приводит к возникновению реактивных моментов как от действия МДС постоянных магнитов, так и от действия МДС реакции якоря. Наиболее существенное влияние на свойства и характеристики электроприводов с ВДПМ оказывает реактивный момент  $M_p$  от действия МДС постоянных магнитов. Существует несколько способов уменьшения отрицательного влияния этого реактивного момента, а именно: скос зубцов (пазов) статора, либо скос ПМ, находящихся на роторе; сдвиг ПМ в несколько ступеней; вырезы на поверхности полюсного башмака [3,5]. Указанные способы являются достаточно эффективным инструментом в борьбе с реактивным моментом. Однако их применение ведет к усложнению технологии изготовления ВДПМ. В этой ситуации представляется целесообразным таким образом подобрать геометрические соотношения активной зоны двигателя, чтобы получить минимально возможный реактивный момент при токе статора  $I_S = 0$  и, тем самым, избежать необходимости применения способов снижения  $M_p$ , ведущих к удорожанию ВДПМ.

Решение сформулированной задачи проведем для двигателя с наружным диаметром статора 81 мм и длиной пакета 45 мм. Материал постоянных магнитов – NdFeB. Номинальный момент двигателя – 1 Нм.

В качестве исходных варьируемых геометрических размеров примем (рис. 2):

- длину воздушного зазора  $\delta$ ;
- полюсную дугу магнита  $\alpha_{\text{mag}}$ ;
- дугу шлица  $\alpha_{\text{шл}}$ .

Целевой функцией служит минимальная величина амплитуды реактивного момента  $M_{p \max}$ , т.е.  $M_{p \max} \Rightarrow \min$ , определяемая по результатам расчета магнитного поля ВДПМ методом конечных элементов (рис. 3).

Для обзора области исследования пределы изменения варьируемых переменных приняты следующими (табл. 1).

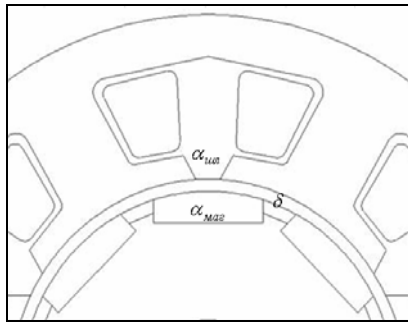


Рис. 2. Фрагмент поперечного сечения ВДПМ

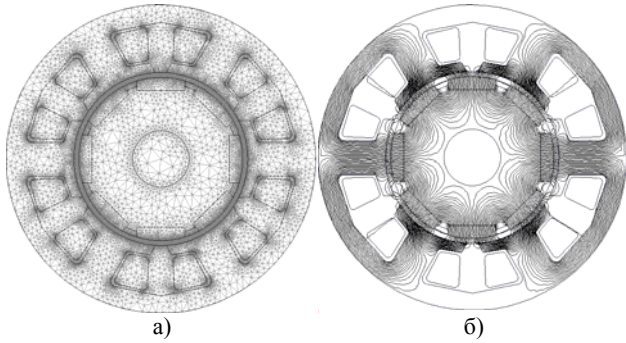


Рис. 3. Разбивка расчетной области на конечные элементы (а) и распределение магнитного поля для одного из расчетных вариантов (б)

Таблица 1

Переменная	Размерность	Минимальное значение	Максимальное значение
$\delta$	мм	0,7	1,6
$\alpha_{\text{маг}}$	град.	32	36
$\alpha_{\text{шл}}$	град.	6	12

Первоначально, методом случайного поиска, был определен ряд из 19 вариантов сочетания варьируемых переменных, для которых проводился расчет зависимости  $M_p = f(\Theta)$  при изменении угла поворота ротора ВДПМ в пределах ( $\Theta = 0 \div 45$ ) градусов с шагом 0,5 градуса. По результатам расчетов вычислялась амплитуда  $M_{p \max}$ .

Исходные данные и результаты расчетов величины  $M_{p \max}$  сведены в табл. 2.

Как следует из представленных в табл. 2 данных, лучшим вариантом является вариант № 19, для которого  $M_{p \max} = 0,0092$  Нм.

Анализ полученных результатов показывает целесообразность сужения области поиска в окрестность значений  $\delta = 1,3$  мм,  $\alpha_{\text{маг}} = 34$  град.,  $\alpha_{\text{шл}} = 7$  град., принадлежащих варианту № 19.

Исходя из этого, второй этап расчетных исследований был проведен с применением методики рационального планирования эксперимента [2] при вариации переменных на 5 уровнях (табл. 3). Классическая схема полного исследования влияния трех факторов, каждый из которых может принимать пять различных значений, требует расчета  $5^3 = 125$  различных вариантов. В соответствии с [2] выбрана схема планирования, при которой надо исследовать только 25 вариантов (табл. 4).

Таблица 2

№ вар.	$\delta$ , мм	$\alpha_{\text{маг}}$ , град.	$\alpha_{\text{шл}}$ , град.	$M_{p \max}$ , Нм
1	0,7	35	9	0,218
2	1,3	35	12	0,029
3	1,5	34	7	0,016
4	1,3	33	10	0,057
5	1,4	33	11	0,069
6	0,7	35	8	0,22
7	1,1	34	11	0,029
8	0,7	32	11	0,155
9	1,6	36	7	0,037
10	1,3	34	8	0,011
11	1,1	35	8	0,075
12	1,6	35	10	0,011
13	0,9	35	6	0,136
14	1,6	33	6	0,027
15	1,5	34	11	0,037
16	1,1	32	10	0,11
17	1,2	34	10	0,021
18	1,3	32	11	0,11
19	1,3	34	7	0,0092

Таблица 3

Переменная	Размерность	Уровни факторов				
		1	2	3	4	5
$\delta$	мм	1,2	1,25	1,3	1,35	1,4
$\alpha_{\text{маг}}$	град.	33	33,5	34	34,5	35
$\alpha_{\text{шл}}$	град.	6	6,5	7	7,5	8

Результаты полевых расчетов – значения амплитуды реактивного момента  $M_{p \max}$  – приведены в столбце 5 табл. 4.

Из представленных в таблице 4 данных следует, что лучшим вариантом является вариант № 17, для которого  $M_{p \max} = 0,0088$  Нм при следующих геометрических размерах:  $\delta = 1,25$  мм,  $\alpha_{\text{маг}} = 34$  град.,  $\alpha_{\text{шл}} = 8$  град. Очевидно, что второй этап поиска не дал существенного снижения величины  $M_{p \max}$ . И на первом, и на втором этапах отношение момента  $M_{p \max}$  к номинальному моменту в лучших вариантах составляет менее 1%, что свидетельствует о нецелесообразности проведения дальнейших поисковых исследований с целью снижения величины  $M_{p \max}$ .

Определенный интерес представляет оценка влияния геометрических соотношений на форму и амплитуду реактивного момента. Как показано в [5] для снижения величины  $M_{p \max}$  увеличивают частоту изменения функции  $M_p = f(\Theta)$ .

Для этого на полюсных наконечниках статора выполняют различное количество вырезов прямоугольной или овальной формы. Такой путь приводит к усложнению конструкции штампа для вырубki пластин статора ВДПМ.

Покажем, что эффект увеличения частоты и снижения величины  $M_{p \max}$  наблюдается без усложнения технологии производства.

Таблица 4

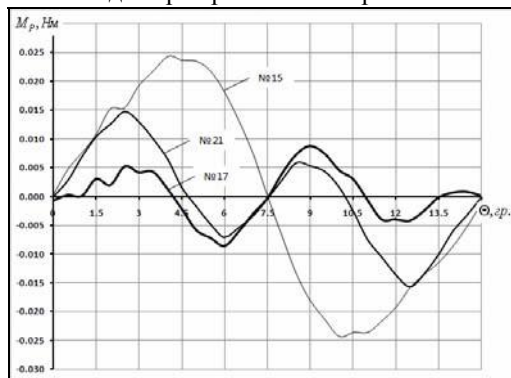
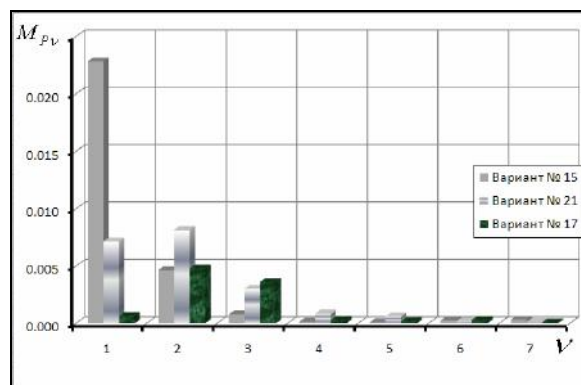
№ вар.	$\delta$ , мм	$\alpha_{\text{маг}}$ , град.	$\alpha_{\text{шл}}$ , град.	$M_{P \text{ max}}$ , Нм
1	2	3	4	5
1	1,2	34,5	7	0,03718
2	1,25	33	7,5	0,03329
3	1,3	35	6	0,03999
4	1,35	33,5	8	0,02318
5	1,4	34	6,5	0,00934
6	1,2	33	6,5	0,02361
7	1,25	35	7	0,04700
8	1,3	33,5	7,5	0,01954
9	1,35	34	6	0,01118
10	1,4	34,5	8	0,01228
11	1,2	35	8	0,05241
12	1,25	33,5	6,5	0,01434
13	1,3	34	7	0,00922
14	1,35	34,5	7,5	0,01929
15	1,4	33	6	0,02435
16	1,2	33,5	6	0,01113
17	1,25	34	8	0,00879
18	1,3	34,5	6,5	0,02665
19	1,35	33	7	0,03144
20	1,4	35	7,5	0,03008
21	1,2	34	7,5	0,01569
22	1,25	34,5	6	0,03286
23	1,3	33	8	0,03958
24	1,35	35	6,5	0,03500
25	1,4	33,5	7	0,02058

Для этого рассмотрим изменение формы функции  $M_P = f(\Theta)$  для трех вариантов из табл. 4: № 15 ( $\delta=1,4$  мм,  $\alpha_{\text{маг}}=33$  град.,  $\alpha_{\text{шл}}=6$  град.), № 21 ( $\delta=1,2$  мм,  $\alpha_{\text{маг}}=34$  град.,  $\alpha_{\text{шл}}=7,5$  град.), № 17 ( $\delta=1,25$  мм,  $\alpha_{\text{маг}}=34$  град.,  $\alpha_{\text{шл}}=8$  град.) (рис. 4).

Наибольшая амплитуда реактивного момента наблюдается в варианте № 15, где величина первой (основной) гармоники составляет 93,8% от  $M_{P \text{ max}} = 0,0244$  Нм.

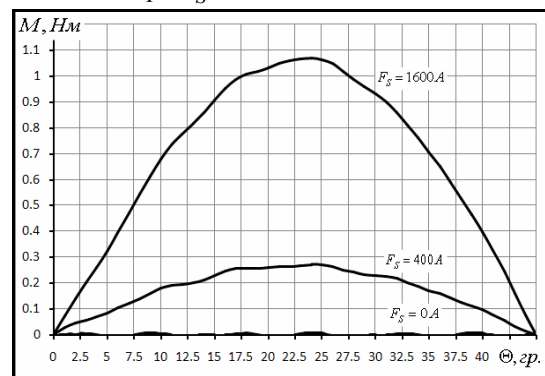
При переходе к варианту № 21 функция  $M_P = f(\Theta)$  имеет уже две весомые гармоники – первую и вторую (соответственно 45,5% и 51,8% от  $M_{P \text{ max}} = 0,0157$  Нм). В варианте № 17 амплитуда первой гармоники становится пренебрежимо малой, а основной вклад вносят вторая и третья гармоники с процентным отношением 54,6% и 41% к величине  $M_{P \text{ max}} = 0,0088$  Нм.

Сказанное выше проиллюстрировано на рис. 5, где показана гистограмма амплитуд гармоник  $M_{Pv}$ , содержащихся в зависимости  $M_P = f(\Theta)$ , от номера гармоники  $v$  для трех расчетных вариантов.

Рис. 4. Зависимости  $M_P = f(\Theta)$ Рис. 5. Гармонический анализ зависимостей  $M_P = f(\Theta)$ 

Таким образом, варьируя геометрическими размерами активной зоны ВДПМ, можно получить уменьшение периода изменения функции  $M_P = f(\Theta)$  и, соответственно, существенное снижение амплитуды реактивного момента.

На рис. 6 представлено семейство зависимостей электромагнитного момента  $M = f(\Theta)$  при различных значениях МДС обмотки статора  $F_S$ , рассчитанных для сочетания геометрических размеров, соответствующих варианту № 17. Из данных зависимостей видно, что проведенная минимизация  $M_{P \text{ max}}$  позволила практически исключить влияние реактивного момента на форму  $M = f(\Theta)$  в рабочей зоне тока статора  $I_S$ .

Рис. 6. Зависимости  $M = f(\Theta)$  при  $F_S = \text{var}$ 

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Овчинников И.Е. Вентильные электрические двигатели и привод на их основе. СПб.: КОРОНА-Век, 2007. – 336 с.
- [2] Протодьяконов М.М., Тедер Р.И. Методика рационального планирования экспериментов. – М.: Наука, 1970. – 76 с.
- [3] Радимов И.Н., Рымша В.В., Гулый М.В., Процина З.П., Чан Тхи Тху Хьонг Разработка вентильных двигателей с постоянными магнитами на базе штампа статора реактивной машины // Электротехника и электромеханика. – 2008. - № 1. – С. 41-43.
- [4] Ткачук В. Электромеханотроніка: Підручник. – Львів: Видавництво НУ "Львівська політехніка", 2006. – 440 с.
- [5] Bolognani S., Bianchi N., Malesani L., Zigliotto M., Cervaro S. Brushless motor drives for ventilation // Department of Electrical Engineering, University of Padova, Italy, 2003.

Поступила: 08.04.2008

## ВЛИЯНИЕ КВАРЦЕВОГО НАПОЛНИТЕЛЯ НА ГАШЕНИЕ ДУГИ В ПЛАВКИХ ПРЕДОХРАНИТЕЛЯХ

Фомин В.И., к.т.н., доц.,

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

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

тел. (057) 707-69-76

*У статті показано вплив градієнта напруги у стовпі дуги від складу та ступеня ущільнення кварцевого наповнювача у плавких запобіжниках, зроблено опис засобів засипки наповнювача та проведено їх аналіз.*

*В статтє показано вплив градієнта напруги в стовбі дуги от состава и степени уплотнения кварцевого наполнителя в плавких предохранителях, сделан обзор способов засыпки наполнителя и проведен их анализ.*

Известно [1], что градиент напряжения в створе дуги значительно повышается не только в узких щелях, но и в каналах малого диаметра. Примером подобного устройства являются плавкие предохранители с кварцевым наполнителем. Такую зависимость градиента напряжения в створе дуги от плотности тока на фронте выгорания можно объяснить следующим образом [2]. Плотность тока в основаниях дуги (принято, что дуга занимает всю поверхность на фронте выгорания) определяет плотность подводимой к электродам энергии, которая, в свою очередь, влияет на интенсивность генерации газовой среды за счет испарения электродов и близлежащих слоев наполнителя. Скорость генерации газовой среды определяет величину давления в канале, где горит дуга, и интенсивность плазменных струй. Поэтому наблюдаемый рост градиента при увеличении плотности тока в основаниях дуги свидетельствует о существенном влиянии приэлектродных процессов на характеристики дуги в плавких предохранителях с наполнителем.

Уравнение регрессии зависимости  $E(t) = f(j)$  запишется в виде

$$E_a = A \cdot j(t) + B.$$

Коэффициенты  $A$  и  $B$  определялись экспериментальным путем по методу наименьших квадратов.

Качественный анализ можно произвести следующим образом. Напишем для дуги в таком предохранителе уравнение энергетического баланса [1]:

$$F \cdot c \cdot \frac{d\vartheta}{dt} = E_a \cdot I - K \cdot F_1 \cdot (\vartheta - \vartheta_0),$$

где  $F$  – поверхность канала, в котором горит дуга, на единицу длины;  $c$  – теплоемкость кварцевого наполнителя;  $E_a$  – градиент напряжения в створе дуги и  $F_1$  – поверхность дуги на единицу длины.

Для того, чтобы дуга гасла, необходимо, чтобы температура ее уменьшалась, т.е. должно быть выполнено неравенство:

$$\frac{d\vartheta}{dt} < 0.$$

Тогда  $E_a \cdot I - K \cdot F_1 \cdot (\vartheta - \vartheta_0) < 0$

или  $K \cdot F_1 \cdot (\vartheta - \vartheta_0) > E_a \cdot I.$

Отсюда в пределе получим:

$$E_a = \frac{K \cdot F_1}{I} (\vartheta - \vartheta_0).$$

Это уравнение свидетельствует о том, что для успешного гашения дуги необходимо увеличивать поверхность  $F_1$  и уменьшать ток  $I$ . То и другое практически достигается подразделением плавкого элемента предохранителя на параллельные ветви.

При токах порядка десятков килоампер средний градиент в створе дуги может достигать 300-500 В/см и более. Плотность тока в дуге предохранителя достигает 50-100 кА/см<sup>2</sup>.

Столь большие градиенты и плотности тока связаны не только с сильной теплоотдачей от дуги к окружающим ее зернам песка, но и с повышенным давлением, развивающимся в области дуги и ее ближайшего окружения. Давление в предохранителе с наполнителем можно рассчитать следующим образом. Будем исходить из уравнения состояния совершенных газов:

$$P \cdot V = K \cdot W,$$

где  $V$  – объем, занимаемый дугой и практически немного больший объема вставки;  $K$  – const и  $W$  – энергия.

Так как длительность дуги в плавких предохранителях с кварцевым наполнителем очень мала, то можно допустить, что выделяющаяся в ней энергия равна энергии, запасенной при данном токе в индуктивности цепи, т.е.

$$W = \frac{1}{2} L \cdot I^2;$$

$$P \cdot V = K \cdot \left( \frac{1}{2} L \cdot I^2 \right),$$

причем  $K = 1,05 \approx 1$ .

Таким образом давление можно найти из уравнения:

$$P = \frac{K}{2 \cdot V} L \cdot I^2 \approx \frac{L \cdot I^2}{2 \cdot V}.$$

Отсюда следует, что давление растет пропорционально квадрату тока и сильно зависит от степени уплотнения кварцевого наполнителя. Применение методов вибрационной технологии засыпки кварцевого песка в предохранитель было вызвано требованием существенного повышения защитных характеристик предохранителей, которые начали использоваться в силовых полупроводниковых установках.

Основные функции наполнителя в период горения дуги следующие [3]:

1. Увеличение преддугового джоулеа интеграла благодаря улучшению теплоотдачи от перешейков.

2. Отбор энергии дуги в результате плавления и испарения наполнителя, что обеспечивает быстрое спадание тока к нулю и уменьшение габаритных размеров предохранителя.

3. Формирование фульгуритных трубок, содержащих дугу внутри твердой структуры наполнителя, что в определенных пределах предотвращает слияние дуг и пробой между элементами.

4. Содействие гашению дуги с помощью давления, образованного внутри фульгуритной трубки.

5. Демпфирование переходного восстанавливающегося напряжения в защищаемой цепи благодаря повышенной электропроводности наполнителя.

Доминирующей функцией наполнителя является обеспечение надежного гашения дуги.

Наполнитель в виде кварцевого песка должен быть чистым, однородным по цвету; влажность его перед засыпкой в корпус предохранителя должна быть не более 0,05%, а зерновой состав следующим: от 0,02 до 0,1 мм - не более 1,5%, от 0,1 до 0,63 мм не менее 98%, глинистая составляющая не более 0,5%.

Используемый в предохранителях наполнитель обычно представляет собой зернистый материал, состоящий из дискретных соприкасающихся друг с другом сравнительно твердых зерен и пустот между ними. Зерна могут перемещаться относительно друг друга, пустоты обычно заполнены воздухом.

При весьма малых зернах зазоры между ними также весьма малы и условия гашения дуги приближаются к условиям гашения дуги, возникающей между твердыми стенками. Охлаждающее действие наполнителя в начальный момент дуги очень сильное, благодаря чему напряжение на дуге достаточно высоко. Однако, малые зазоры затрудняют прохождение расплавленного металла между зернами. Это существенно увеличивает наличие в дуге паров металла, вызывает сильный нагрев и расплавление наполнителя. В свою очередь резко снижается охлаждающее действие наполнителя, следствием чего становятся снижение напряжения на дуге, увеличение рассеиваемой энергии и, в конечном счете, опасность взрыва.

При очень больших зернах расплавленный металл легко проходит через зазоры между ними, однако, охлаждающее действие наполнителя и его энергопоглощающая способность ослабевают. Такие зерна в целом создают меньшую поверхность охлаждения, которая обратно пропорциональна их диаметру.

Экспериментальные исследования свидетельствуют о том, что защитные характеристики предохранителя зависят также и от распределения зерен по фракциям даже при одном и том же среднем размере.

В современных быстродействующих предохранителях засыпка наполнителя осуществляется с помощью вибрационной технологии с целью получения максимальной плотности упаковки зерен в корпусе. Параметрами, количественно характеризующими упаковку зерен, следует считать:

а) плотность упаковки, определяемую как отношение объема, занятого твердым веществом наполнителя, к полному объему, занятому наполнителем;

б) пористость – объем пустот, определяемый как разность между единицей и плотностью упаковки в %;

в) степень уплотнения

$$\alpha = \frac{P_1 - P_0}{P_0} \cdot 100\%,$$

где  $P_0$  - масса наполнителя, заполняющего объем корпуса при свободной засыпке;  $P_1$  - масса наполнителя, заполняющего объем корпуса при воздействии вибраций. Часто используют другой показатель плотности – массу засыпанного в предохранитель песка в расчете на единицу объема корпуса ( $\text{г/см}^3$ ). Этот показатель называют объемной плотностью наполнителя. Наилучшие условия гашения дуги создаются при объемной плотности наполнителя 1,7 – 1,85  $\text{г/см}^3$ .

Плотность наполнителя существенно влияет на характеристики предохранителя во время дугогашения. В общем случае можно рассматривать это влияние только на вольт-секундную характеристику дуги, обуславливающую основные защитные характеристики – джоулевы интегралы, энергию дуги, пропускаемый ток, продолжительность дугогашения и др. Критерием оценки при этом является значение среднеинтегрального напряжения на дуге в течение всего этапа дугогашения. Чем больше плотность наполнителя, тем больше среднеинтегральное напряжение на дуге и лучше защитные характеристики предохранителей.

Правомерен и анализ конкретного влияния степени уплотнения наполнителя на отдельные защитные характеристики предохранителя. Экспериментальные исследования свидетельствуют о значительной интенсивности этого влияния.

Снижение объемной плотности наполнителя на 3-10%, например, путем использования свободной ручной засыпки наполнителя, приводит к снижению среднего значения напряжения на дуге на 6-15%, увеличению пропускаемого тока на 8-15%, преддугового джоулевого интеграла на 15-30%, джоулевого интеграла отключения более чем на 30% и энергии дуги более чем на 40%. При уменьшении содержания кварцевого песка на 10-20% джоулевы интегралы и энергия дуги увеличиваются в 3-5 раз, что, как правило, приводит к взрыву предохранителя.

Известно, что степень уплотнения наполнителя в предохранителе существенно влияет на его отключающую и перегрузочную способность. Так недоуплотненные и незаполненные песком предохранители нередко становятся причиной тяжелых аварий ввиду того, что они неспособны отключать аварийные сверхтоки: происходит выброс ионизированных газов, разрушение корпуса предохранителя. Кроме того, значение величин пропускаемого тока и джоулевых интегралов плавления и отключения, которыми характеризуется способность предохранителя защищать полупроводниковые агрегаты, также зависит от степени уплотнения песка в объеме плавкой вставки.

Известны способы заполнения плавких вставок предохранителей кварцевым наполнителем [4-8], в которых с целью получения высокой степени уплотнения плавкая вставка подвергается вибрации, поперечным встряхиваниям, вращением вокруг поперечной и продольной оси.

Более высокую степень уплотнения наполнителя можно достичь способами, в которых используется

давление, воздействующее непосредственно на наполнитель. Так в [9] уплотнение наполнителя производят путем введения в корпус по крайней мере одного стержня из электроизоляционного материала. суммарный объем нескольких стержней может лежать в пределах 10-15% от объема внутренней полости плавкой вставки, а каждый может быть введен в полость вставки с помощью прессы с натягом (поступательным движением через уплотнительное отверстие).

Однако и этот способ уплотнения наполнителя не обеспечивает необходимой и стабильной степени уплотнения, так как внутренний объем корпусов плавких вставок из керамики в результате неизбежных технологических отклонений колеблется в значительных пределах. В процессе уплотнения наполнителя стержнями в плавких вставках с уменьшенным объемом внутренней полости это приводит к разрыву ослабленных мест (перешейков) плавких элементов и зачастую к разрушению корпуса. В плавких же вставках с увеличенным объемом внутренней полости наполнитель уплотняется недостаточно, что приводит к ухудшению отключающей способности плавких предохранителей и зачастую к выходу из строя защищаемых объектов.

С целью повышения надежности, стабильности и улучшения защитных характеристик с кварцевым наполнителем [10] уплотнение кварцевого наполнителя производят путем ввинчивания во внутреннюю полость вставки не менее одного винта. Суммарный объем частей винтов внутри вставки лежит в пределах 15-20% от объема внутренней полости вставки. Этот способ позволяет получить необходимую стабильную степень уплотнения наполнителя без разрыва плавкого элемента и тем самым улучшить основные защитные характеристики предохранителя. Предлагаемый способ не требует для засыпки и уплотнения наполнителя специального оборудования (вибростендов, прессов), которое необходимо при других способах; он не связан с необходимостью применения специального инструмента для контроля качества засыпки. Отпадают операции вибрационного уплотнения, многократной досыпки наполнителя. Исключается возможность дополнительного уплотнения при транспортировке и эксплуатации плавких вставок.

В [11] с целью уменьшения диаметра дуги кварцевый наполнитель уплотняется встречно-направленным давлением упругих пластин под воздействием упругих элементов.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Залесский А.М. Электрическая дуга отключения. Госэнергоиздат, 1963.
- [2] Фомин В.И. Определение тепловых и коммутационных характеристик быстродействующих предохранителей на стадии проектирования: Дисс. канд. техн. наук. – Харьков, 1983. - 204 с.
- [3] Намитокон К.К., Ильина Н.А., Шкловский И.Г. - Аппараты для защиты полупроводниковых устройств. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 280 с.
- [4] А.с. №817795 СССР. Способ заполнения плавких вставок предохранителей зернистым наполнителем. – Оpubл. в БИ., 1981, №12.
- [5] А.с. №89853 СССР. Способ изготовления плавких предохранителей с наполнителем. – Оpubл. в БИ., 1982, №2.
- [6] А.с. №1092600 СССР. Способ изготовления плавкого предохранителя с наполнителем. – Оpubл. в БИ., 1984, №18.
- [7] А.с. №1148057 СССР. Способ изготовления плавких предохранителей с кварцевым наполнителем. – Оpubл. в БИ., 1985, №12.
- [8] А.с. №1101922 СССР. Устройство для заполнения плавких предохранителей с зернистым наполнителем. – Оpubл. в БИ., 1984, №25.
- [9] А.с. №610208 СССР. Способ сборки плавких вставок предохранителей. – Оpubл. в БИ., 1978, №21.
- [10] А.с. №1220026 СССР. Способ сборки плавкого предохранителя. – Оpubл. в БИ., 1986, №12.
- [11] А.с. №1259364 СССР. Плавкий предохранитель. – Оpubл. в БИ., 1986, №35.

*Поступила 18.03.2008*

## РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ВИБРАЦИЙ ТУРБОГЕНЕРАТОРА ТВВ-1000-2УЗ ЭНЕРГОБЛОКА № 3 ЮУ АЭС

Шумилов Ю. А., д.т.н., проф.

Национальный технический университет Украины, "Киевский политехнический институт",  
Украина, 03056, Киев, пр.-т Победы, 37, НТУУ "КПИ", кафедра "Электромеханики",  
тел. (044) 241-76-38, E-mail: yuriy2007@voliacable.com

Демидюк Б. М., технический директор ЗАО "Укратомэнергострой",

Украина, 03035, м. Киев, ул. Урицкого, 45, оф. 606, тел. (044) 590-17-63, E-mail: uaeb@ukr.net

Штогрин А.В., инженер первой категории цеха наладки и испытаний оборудования Хмельницкой АЭС,  
тел. 8(03848) 623447, моб. т. – 8 098 2253293

*З використанням техніки вібродіагностики аналізуються причини виходу з ладу обмотки статора турбогенератора ТВВ-1000-2УЗ енергоблоку №3 Півд.Укр. АЕС. Доведено, що існуючі методи вібраційного контролю, спрямовані на відстроювання елементів конструкції турбогенератора від частот 50 і 100 Гц, не відповідають реальному стану речей, оскільки помітну роль щодо підвищеної віброактивності обмотки статора турбогенератора відіграють вібрації на частотах, кратних 50 і 100 Гц. Поряд з гармонічними складовими (вищими і субгармоніками) необхідно рахуватися з шумовою складовою, обумовленою недостатнім пресуванням осердя статора.*

*С использованием техники вибродиагностики анализируются причины выхода из строя обмотки статора турбогенератора ТВВ-1000-2УЗ энергоблока № 3 ЮУ АЭС. Показано, что существующие методы вибрационного контроля, ориентированные на отстройку элементов конструкции ТГ от частот 50 и 100 Гц, не отвечают реальному положению, поскольку заметную роль в повышенной виброактивности обмотки статора ТГ играют вибрации на частотах, кратных 50 и 100 Гц. Кроме гармонических составляющих (высших и субгармоник), необходимо считаться с шумовой составляющей вибрации, обусловленной недостаточной пресовкой сердечника статора.*

### ЦЕЛИ ИССЛЕДОВАНИЯ

В конце 2006 г. турбогенератор ТВВ-1000-2УЗ энергоблока № 3 Южно-Украинской АЭС вышел из строя из-за появлением трещины в одной из соединительных шин обмотки статора (полый, прямоугольного профиля), которая под воздействием повышенной вибрации, нагрева и электродинамических сил развилась до отверстия, через которое вода поступила внутрь машины и замкнула выводные концы обмотки статора. (рис.16 Приложений). Короткое замыкание обмотки статора вывело турбогенератор из строя.

Ремонт ТГ свёлся к простой замене обмотки статора и, в нарушении рекомендаций завода-изготовителя, подпрессовки сердечника в горизонтальном положении непосредственно на станции. После ремонта ТГ проработал некоторое контрольное время, после чего был снова остановлен для настройки динамических характеристик шин, так как две шины, по мнению руководства станции, обнаружили повышенную вибрацию (1С1/Р\* – 235 мкм, КЗА/Р\* – 170 мкм, \* Р – радиальное вибросмещение).

В соответствии с нормативными документами была выполнена отстройка собственных частот шин от частоты 100 Гц возмущающей силы электромагнитного происхождения. Однако после сборки и запуска ТГ виброповедение шин заметно ухудшилось. Вместо двух шин с повышенной вибрацией теперь обнаружили четыре такие шины. На одной из шин (2С1/Т) тангенциальное вибросмещение при нагрузке около 1000 МВт достигло уровня в 350 мкм.

Целью настоящего анализа явился **поиск источников вибрации тех шин, на которых уровни вибрации заметно превысили уровни вибрации остальных шин** [1].

Кроме вибрации шин, дополнительно были исследованы вибрации трёх подшипников, которые

имели повышенную виброактивность. По техническим причинам запись вибраций на каждом подшипнике проводилась автономно (несинхронно).

При расчетах параметров вибраций использовалась не принятая на станции характеристика вибрации – виброперемещение (измеряемая в микронах), а характеристика, непосредственно регистрируемая датчиками – виброускорение, свойственная вибродиагностике [2, 6].

Для обработки данных, поступавших от вибродатчиков, использовалась разработанная фирмой "Береста" **система ввода и накопления первичных данных, обеспечивающая** в реальном времени многоканальный синхронный ввод и сохранение в компьютере необработанной информации от всех видов датчиков. Ввод и накопление первичных данных обеспечивался специализированным многоканальным программно-аппаратным комплексом, состоящим из предварительных усилителей, схемы синхронизации, аналого-цифровых преобразователей (АЦП), встроенного промышленного компьютера и программ оперативного отображения исходных данных, а также подпрограмм предварительной обработки данных в реальном времени (по программе Deepsee, разработанной фирмой "Береста"). **Система первичной обработки** обеспечивала выполнение статистической обработки для широкого набора стандартных и нестандартных функций. Каждый вид обработки производился при значении параметров, задаваемых в качестве внешних данных.

Ввиду значительного объёма экспериментальных данных ниже приводится лишь усечённый вариант графического представления вибрации двух из наиболее виброактивных шин, а также вибрации наиболее виброактивного подшипника № 13, установленного между генератором и возбудителем.



## РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЯ ВИБРАЦИЙ НА ПОДШИПНИКАХ И СОЕДИНИТЕЛЬНЫХ ШИНАХ ОБМОТКИ СТАТОРА

Выборочное измерение уровней вибраций турбогенератора ТВВ-1000-2 энергоблока № 3 ЮУ АЭС выполнялось в два этапа:

- при наборе оборотов агрегата от нуля до синхронной частоты вращения и выходе генератора на номинальное возбуждение;
- после синхронизации генератора с сетью, при постепенном увеличении активной нагрузки генератора до 730 МВт.

Запись вибраций происходила на протяжении ~ 14 часов. Процесс разгона генератора до синхронной частоты вращения длился около 800 сек (13,3 мин). После подачи тока возбуждения и синхронизации генератора с сетью началось постепенное нагружение генератора активной мощностью.

**На первом этапе**, при разгоне агрегата и постепенном возбуждении генератора, фиксировались чисто механические вибрации на подшипниках №№ 13, 14 и 15. После завершения разгона агрегата и достижения им синхронной частоты вращения на сонограммах наблюдаются установившиеся колебания на частотах 50, 100, 125, 150, 200, 250, 300, 350, 400, 450, 500, 550, 600, 650, 700, 750, 800 Гц. (см. рис. 1). Наибольшая мощность вибрации соответствует частоте 50 Гц. Достаточно заметную мощность имеют вибрации на частотах 100, 125, 150, 200 Гц как в горизонтальном, так и вертикальном направлениях. Кроме того, весьма интенсивные вибрации наблюдаются в горизонтальном направлении на инфранизких частотах (в размытой полосе частот от 25 Гц и ниже), связанных с автоколебаниями, обусловленными сложными процессами в подшипнике скольжения и влиянием фундамента, который вёл себя при испытаниях виброактивно. Вибрации подшипника № 13 по вертикали несколько отличаются от его вибраций по горизонтали. Так, на сонограмме для вертикального смещения подшипника появились составляющие вибрации на частотах 12,5; 25 и 75 Гц, в то время как такие составляющие вибрации по горизонтали явно не наблюдаются. Это можно объяснить различной податливостью подшипника в этих двух направлениях, а также сложными процессами в подшипниках скольжения [3, 4].

На сонограмме, наряду с гармоническими составляющими, наблюдается заметный шум, который при разгоне агрегата проявляется во всём видимом диапазоне частот, а при достижении агрегатом синхронных оборотов смещается в область больших частот. Шумовая составляющая изменяется по нелинейному закону.

Из сопоставления спектра вибраций и когерентности для подшипника № 13 в установившемся режиме видно, что все заметные гармонические составляющие вибрации имеют общий источник – оборотную частоту.

**На втором этапе** записывались первичные сигналы от 16 датчиков, установленных на шинах, в процессе набора активной мощности ТГ. Наиболее полно представлены данные по двум проблемным шинам (датчики 2С1 и КЗА). На сонограмме шины 2С1 чётко видны гармонические составляющие на частотах 50, 100, 150, 200, 250, 300, 350, 400, 450, 500, 550, 600, 650, 700 Гц (полужирным шрифтом выделены наиболее сильные гармоники). В области примерно 580 Гц выделяется размытая полоса, соответствующая резонансной области самого датчика. На гармонические составляющие накладывается довольно интенсивная шумовая составляющая, которая в процессе набора

мощности смещается в область больших частот.

На шине КЗА заметны, в основном, две гармоники на частотах 100 и 200 Гц. Интенсивность остальных гармоник значительно уступают первым двум. Видна шумовая составляющая, однако её интенсивность заметно меньше по сравнению с шумовой составляющей на шине 2С1.

При этом возникают вопросы к показаниям датчиков после обработки сигналов приёмным устройством канадской фирмы VibroSyst M. В инструкции к оптическому акселерометру FOA-100 указан частотный диапазон 50 – 350 Гц ± 0,5% (настраивается до 950 Гц, частота резонанса датчика 600 Гц). Однако ничего не говорится, установлены ли на датчиках фильтры низких частот, обеспечивающие пропускание на приёмное устройство сигналов в рабочем диапазоне частот (50...350 Гц ± 0,5%). Если фильтры не установлены, то приёмное устройство воспринимает весь видимый диапазон частот, в том числе вибрацию на резонансной частоте датчиков. В этом случае показания вибросмещений шин будут завышены. Кроме того, в инструкции подчёркивается, что датчик настроен на измерение показаний "пик-пик".

Ввиду существенной несимметрии сигналов относительно оси абсцисс, а также наличия заметной шумовой составляющей, в нашем случае более информативным было бы получение на выходе среднеквадратичного значения сигнала и, на будущее, привязка пороговых значений смещений к их эффективной величине. Это связано с тем, что на развитие трещин, которые могут возникнуть в шинах ещё на стадии их изготовления на заводе-изготовителе, оказывает влияние не значение смещения "пик-пик", а среднеквадратичное значение смещения в качестве энергетического показателя.

В качестве замечания можно отметить несовершенство метода определения собственных частот соединительных шин, когда ударом тарированного молотка по шине вызываются собственные колебания шин с последующей фиксацией собственных частот шины в трёх направлениях (радиальном, аксиальном и тангенциальном направлениях) с помощью переносного прибора. При этом результаты в значительной степени зависят от места приложения удара молотка по шине. Кроме того, результат может зависеть от того, находилась ли вода в поллой части шины при проведении отстройки собственных частот шин, и в каком состоянии – в статическом или же пропускалась по шине под давлением? Если при проведении отстройки собственных частот шин вода была выпущена из системы охлаждения, то результат отстройки собственных может отличаться от ожидаемого, поскольку в рабочем состоянии генератора вода "прогоняется" через внутреннюю полость шин под давлением. Кроме того, при прогонке охлаждающей воды через обмотку и шины необходимо учитывать величину давления воды в шинах, которое также может сказаться на величинах собственных частот шин (вызвать критическое число Рейнольда  $Re_{кр}$ , соответствующее переходу ламинарного течения воды в турбулентное). Нельзя также забывать, что в рабочем состоянии внутренняя полость генератора заполнена водородом под давлением в 4,5 ат, что также может повлиять на собственную частоту шин.

В связи с вышеизложенным, методику измерения собственных частот шин следует изменить, реализуя измерение по следующей схеме. Сразу после останова генератора, пока шины не успевают полностью ос-

тыть, не разбирая генератор и продолжая прогонять воду через обмотку статора (с отключенными охладителями дистиллята), выполнить частотный анализ колебаний шин для разных уровней давления воды в шинах. Это позволит различить собственные колебания шин от вынужденных, вызванных пульсацией и турбулентным движением воды в шинах.

Дополнительный анализ зависимостей общего уровня вибраций от величины нагружения агрегата показал, что датчики на шинах К2/А, Н1/А, К1/Р и К2А/Р, Сб/В оказались неисправными, так как уровень сигнала на выходе датчиков не зависел от величины нагрузки генератора, что показано на рис. 14 приложения.

Для изучения особенностей сигналов от виброактивных датчиков были вычислены спектры мощностей в диапазоне до 400 Гц. Частотный диапазон был ограничен с тем, чтобы не заходить в область резонансов датчиков (см. Приложение, раздел "Изменение спектров в зависимости от мощности").

Анализ спектров на интервале времени, соответствующем нагружению ТГ от 0 до 730 МВт, показал следующие особенности:

- существуют ряды гармоник, кратных 12,5; 25; 50 и 100 Гц;
- доминирующее положение занимают гармоники на частотах 100, 200 и 300 Гц;
- уровни вибраций на частотах, кратных 100 Гц и 50 Гц, мало зависят от величины нагрузки;
- некоторое увеличение уровня основных гармоник (примерно в 2 раза), наблюдается только после нагрузки, равной 500 МВт;
- наряду с гармониками существует шумовая (негармоническая) составляющая (рис. 4 – 13);
- уровень и спектральный характер шума существенно зависит от уровня нагружения;
- в некоторых случаях абсолютное значение шума превышает значение вибраций на частоте 50 Гц;
- интегральное воздействие шума может превосходить роль дискретных составляющих;
- при последующем изучении источника шумовой составляющей, связанной с недостатками конструкции статора ТГ, могут быть установлены причины аномальных вибросмещений шин.

### ВЫВОДЫ

- Приведенные выше результаты не являются исчерпывающими, поскольку измерения выполнялись на ограниченном числе мест контроля вибраций. Кроме того, все измерения необходимо выполнять строго синхронно, что было невозможно реализовать по техническим причинам (малое число каналов регистрирующего устройства и первоначальная ориентация на контроль вибрации исключительно на шинах).
- Основное влияние на вибрацию ТГ оказывает гармоника силы магнитного происхождения на частоте 100 Гц, амплитуда которой пропорциональна квадрату индукции в воздушном зазоре машины.
- Наряду с основной гармоникой вибровозмущающей силы явно просматриваются высшие гармоники сил на частотах, кратных 100 Гц: 200, 300, 400, 500 и т.д. Гц, которые также оказывают влияние на виброактивность соединительных шин, особенно тех, у которых собственная частота близка к частоте одной из перечисленных гармоник сил.
- Кроме того, существуют субгармоники, частоты которых являются дробными по отношению к оборотной частоте (1/2, 1/3, 1/4 от 50 Гц.), что связано со сложными процессами, происходящими в подшипниках скольжения. Дробные гармоники вызывают собст-

венный ряд высших гармоник, которые могут вызвать резонансные явления на шинах и других элементах генератора.

- После достижения нагрузки ТГ в 500 МВт и выше наблюдался существенный рост шумовой составляющей вибрации на шинах, на которых отмечена наибольшая виброактивность. Область существования шумовой составляющей нестабильна. Возникновение заметного шума связано с некачественной прессовкой сердечника статора генератора. Проверки такого предположения требует измерения вибраций на нажимных фланцах (зона ярма) и пальцах (зубцовая зона).
- Анализ когерентности гармонических составляющих вибрации наглядно показывает принадлежность гармоник к общему источнику. Появление субгармоник может быть вызвано нелинейными явлениями взаимодействия турбогенератора с фундаментом.
- На уровне виброактивности шин существенное влияние оказывает нагрузка машины, что наблюдалось при постепенном нагружении генератора активной мощностью. При уровне нагрузки до 750 МВт шины вели себя удовлетворительно.

### РЕКОМЕНДАЦИИ

- Существенным резервом снижения уровней виброактивности шин является дополнительная подпрессовка сердечника статора, а также изменение конструкции и способа крепления лобовых частей и соединительных шин обмотки статора.
- Необходимо предусмотреть установку вибродатчиков на опорных колоннах, а также на нажимных фланцах и пальцах сердечника статора.
- Существующие технические условия на отстройку от резонансов только лишь для 100 Гц не являются достаточными. Необходимо считаться с наличием существенных вибраций как на высших гармониках, так и субгармониках.
- Исследованный генератор в исходном конструктивном исполнении можно оставить в эксплуатации при условии неполной нагрузки, уровень которой следует установить экспериментально.

### ЛИТЕРАТУРА

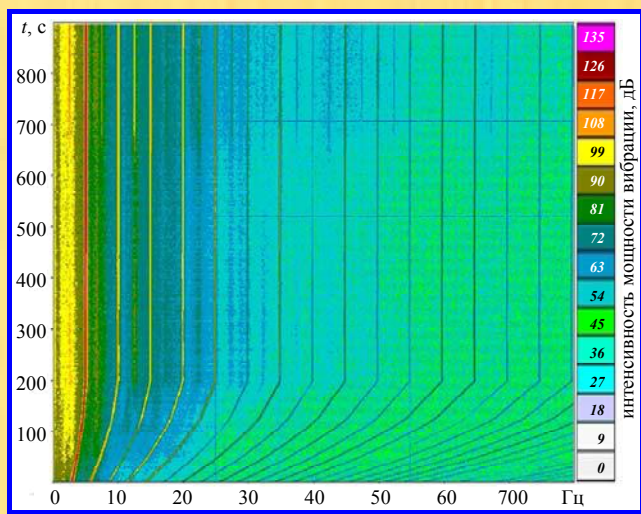
- [1] Шумилов Ю.А., Пономаренко В.К., Кузьмин В.В., Демидюк Б.М. Обеспечение надёжности электрогенераторов на АЭС, ГЭС и ТЭС. Электротехника і електромеханіка. – 2007. – № 3. – С. 61- 63.
- [2] Барков А.В., Баркова Н.А. Интеллектуальные системы мониторинга и диагностики машин по вибрации. – Сборник трудов Петербургского энергетического института повышения квалификации Минтопэнерго РФ и Института вибрации США (Vibration Institute, USA), Выпуск 9, Санкт-Петербург, 1999 г.).
- [3] Шубов И. Г. Шум и вибрации электрических машин. – 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отделение. 1986. – 208 с.: ил.
- [4] Позняк Э.Л. Влияние масляного слоя в подшипниках скольжения на устойчивость и критические скорости высокоскоростных роторов. – В кн.: Колебания роторов на масляной плёнке. – М.: Наука, 1968, С. 10-38.
- [5] Бендат Дж., Пирсол А. Прикладной анализ случайных данных: Пер. с англ. – М.: Мир, 1989. – 540 с., ил.
- [6] Шумилов Ю.А., Демидюк Б.М., Штогрин А.В. Вибродиагностика как составляющая часть мониторинга технического состояния силовых агрегатов электростанций. // Праці ІЕД НАН України. – 2008, № 1, С. 76-80.

Поступила 20.05.2008

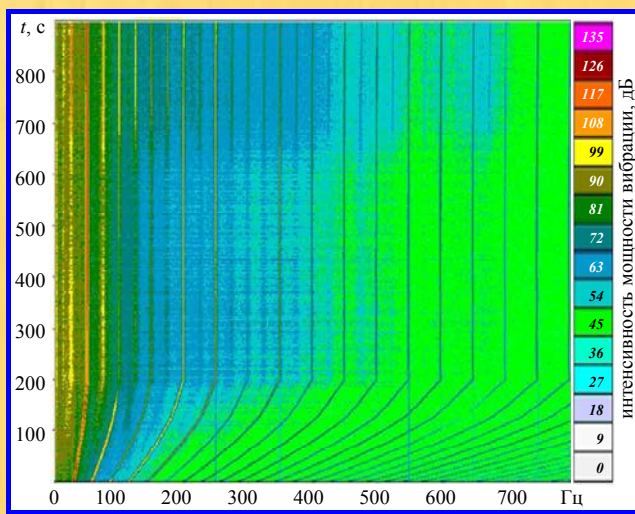
## ПРИЛОЖЕНИЯ

### ВИБРАЦИЯ ПОДШИПНИКА №13

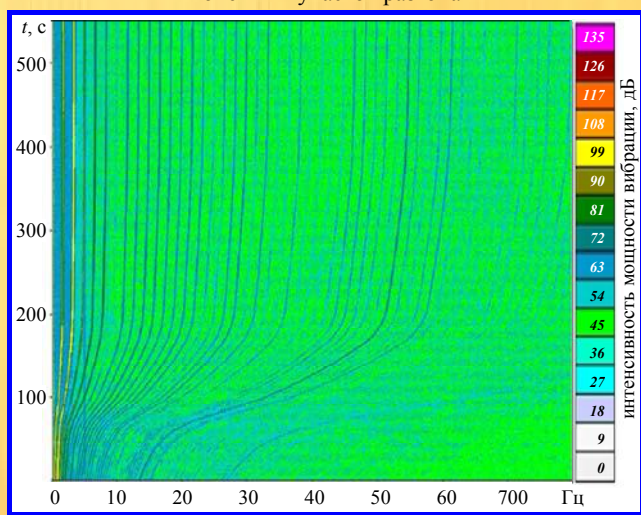
#### СОНОГРАММЫ



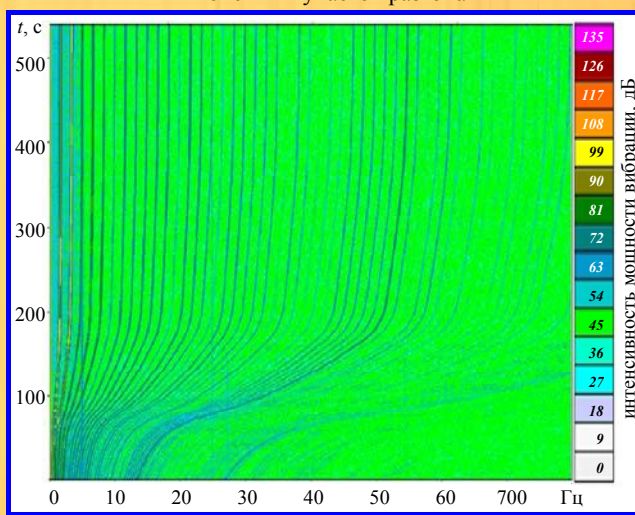
конечный участок разгона



конечный участок разгона



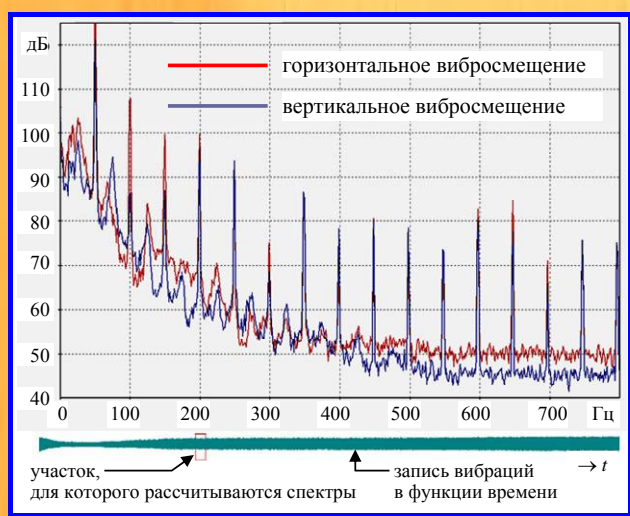
начальный участок разгона



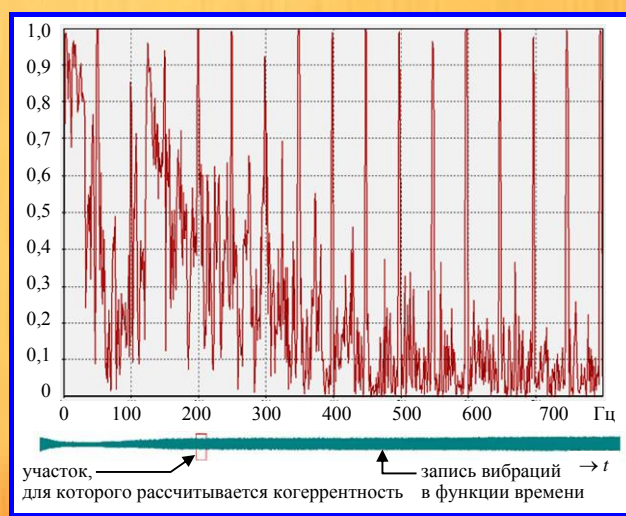
начальный участок разгона

Рис. 1. Смещение горизонтальное при разгоне и наборе мощности ТГ

Рис. 2. Смещение вертикальное при разгоне и наборе мощности ТГ



а)



б)

Рис. 3. Спектры (а) и когерентность (б) для установившегося режима (подшипник № 13)

# ВИБРАЦИИ НА ПРОБЛЕМНЫХ СОЕДИНИТЕЛЬНЫХ ШИНАХ ОБМОТКИ СТАТОРА

## СОНОГРАММЫ

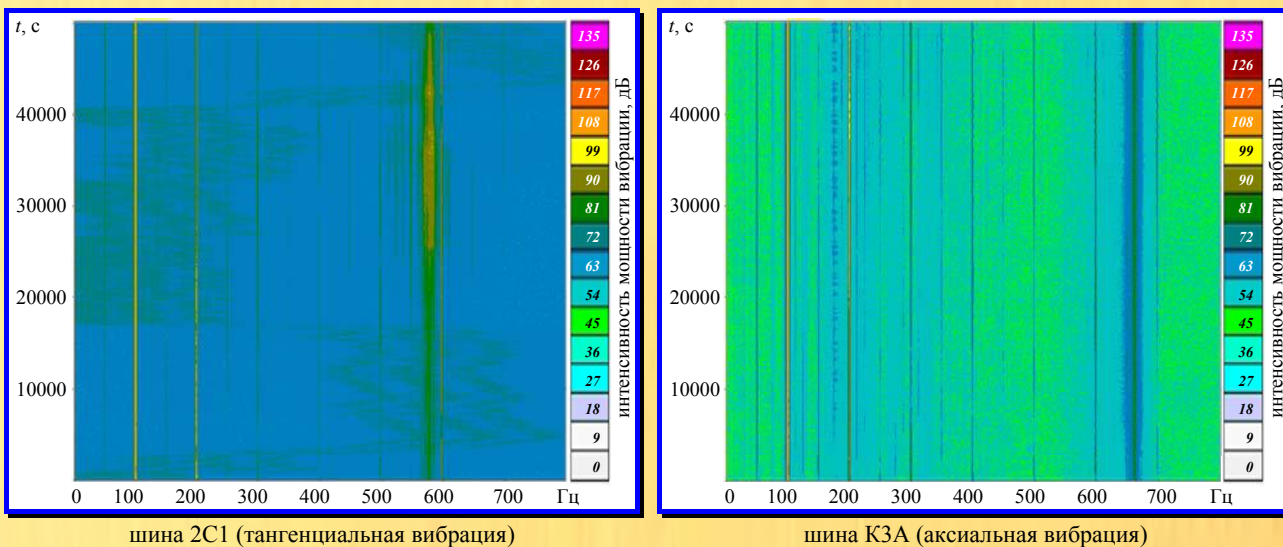


Рис. 4. Вибрации и шумы при нагружении ТГ от 0 до 750 МВт

## ИЗМЕНЕНИЕ СПЕКТРОВ ШИН В ЗАВИСИМОСТИ ОТ НАБОРА МОЩНОСТИ ТУРБОГЕНЕРАТОРА

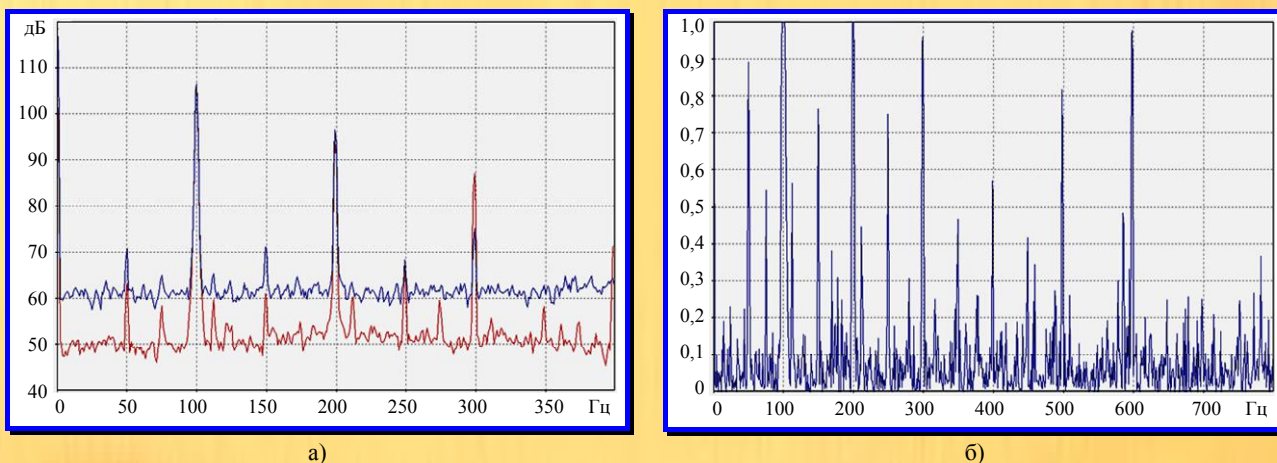


Рис. 5. Время съёма информации – 16-я секунда набора мощности: а – спектры более и менее виброактивных шин (более виброактивная шина – 2С1, тангенциальная вибрация, здесь и далее спектр показан синей линией, менее виброактивная шина – К3А, аксиальная вибрация, здесь и далее спектр показан красной линией); б – функция когерентности

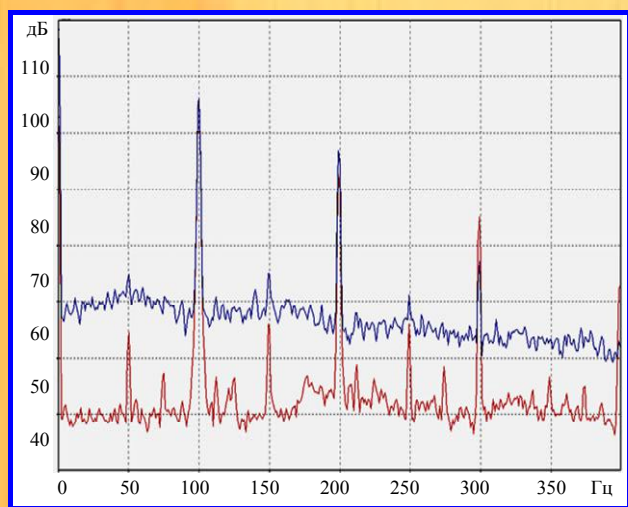


Рис. 6. Время съёма информации – 240-я секунда набора мощности: шум до 300 Гц

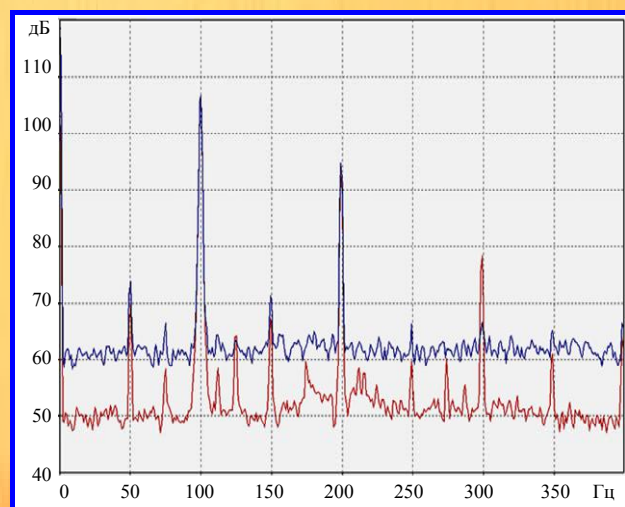


Рис. 7. Время съёма информации – через 80 мин. с начала набора мощности: отсутствие высокочастотной составляющей

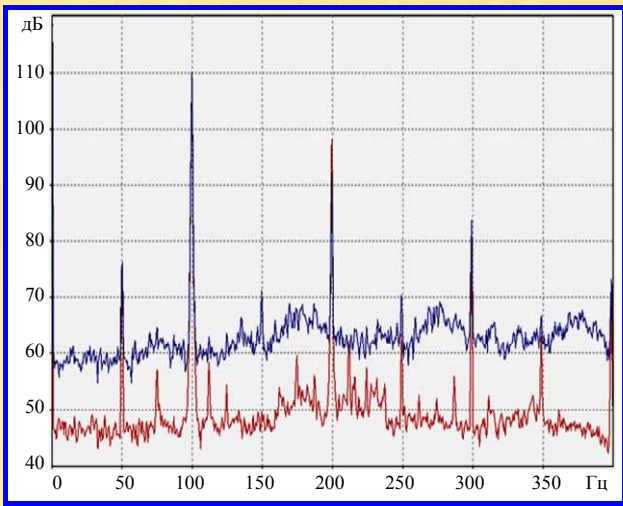


Рис. 8. Время съёма информации – 4 час. 48 мин. с момента начала набора мощности: большой неравномерный шум до 350 Гц в шине 2С1; нестабильный шум от 150 до 250 Гц в шине КЗА

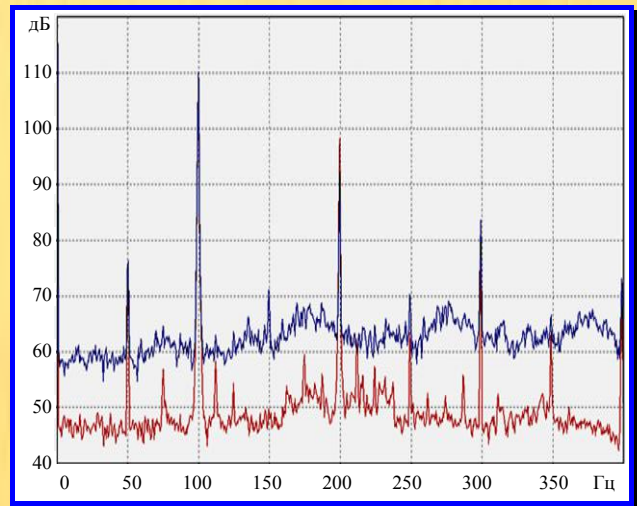


Рис. 9. Время съёма информации – 10 час. 30 мин. с момента начала набора мощности: шум, в основном, в области 50 – 400 Гц

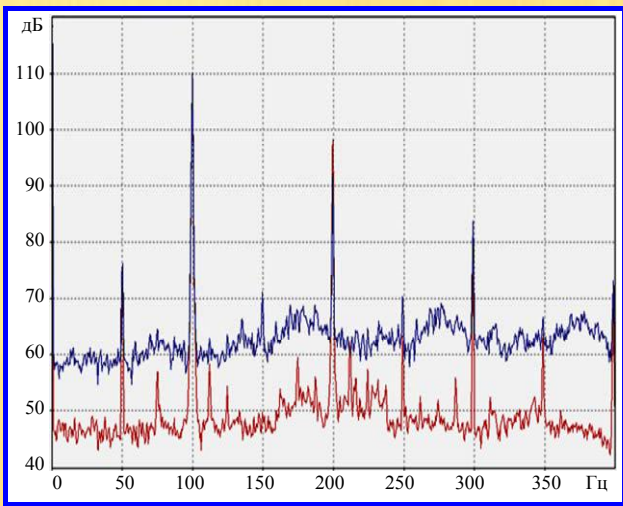


Рис. 10. Время съёма информации – 10 час. 50 мин. с момента начала набора мощности: шум в широкой полосе частот; аномальный подъём вокруг 175 Гц

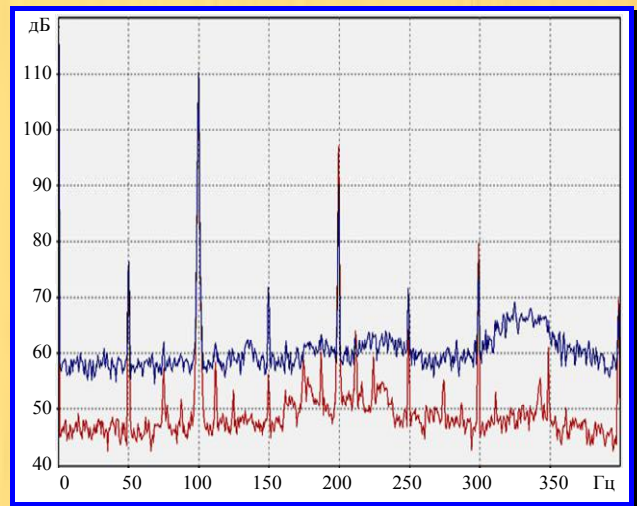


Рис. 11. Время съёма информации – 11-й час. 20 мин. с момента начала набора мощности: высокочастотный шум (300 – 350 Гц)

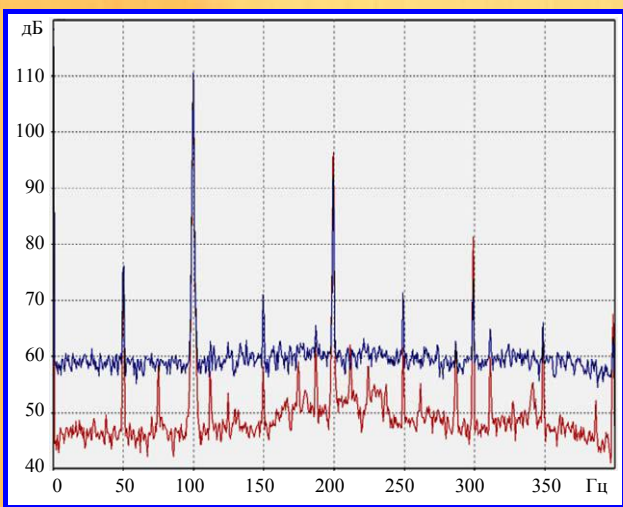


Рис. 12. Время съёма информации – 12 час. 48 мин.. с момента начала набора мощности: рост шума на шинах 2С1 и КЗА

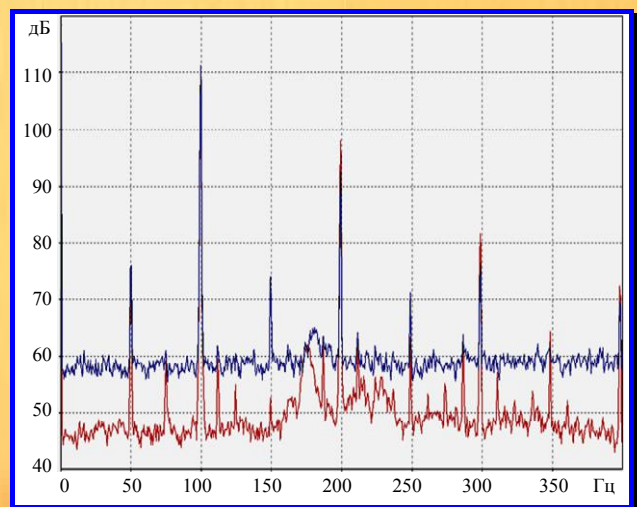


Рис. 13. Время съёма информации – 13 час. с момента начала набора мощности: низкий уровень шума (возможно, идёт приработка)

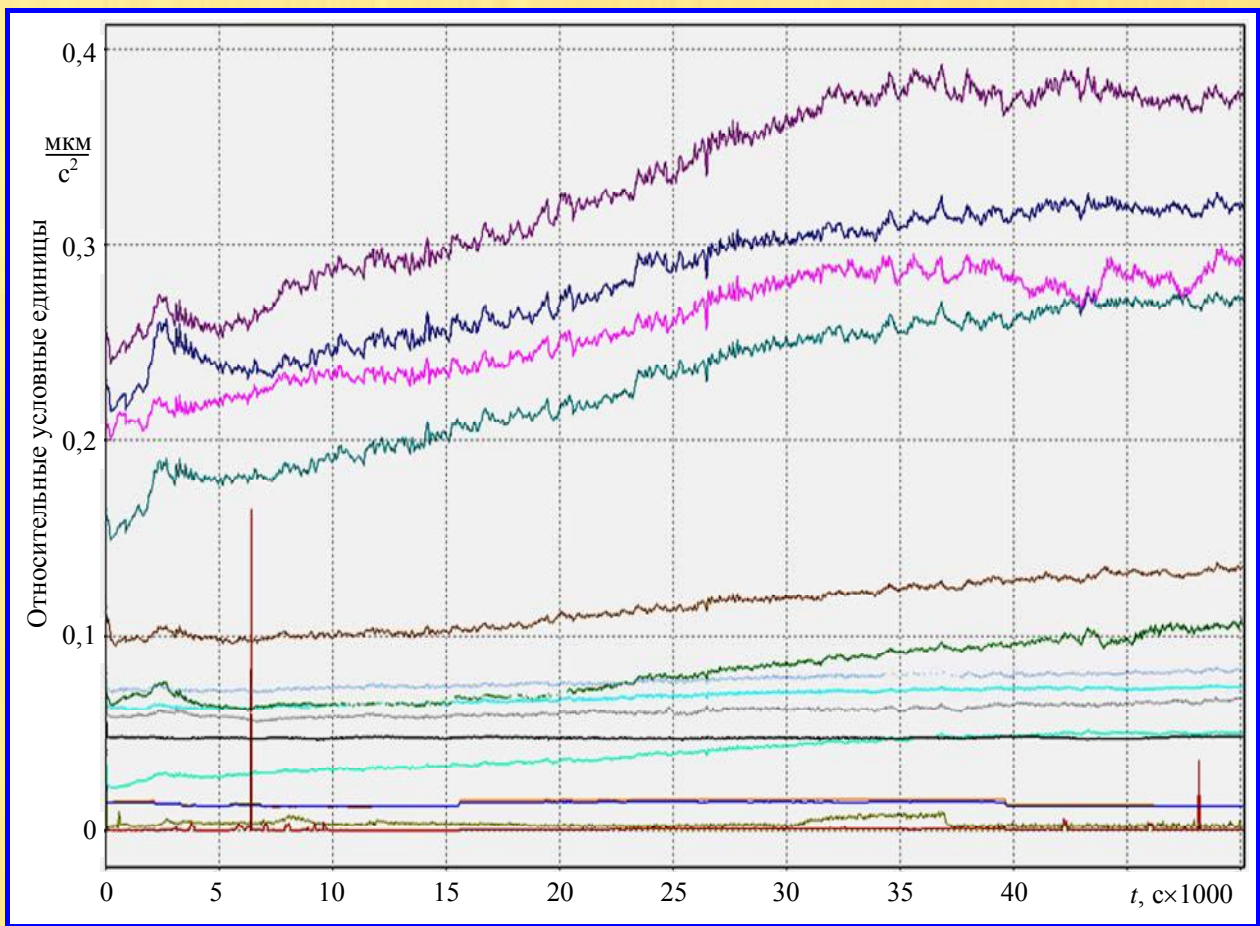


Рис. 14. Среднеквадратичные значения виброускорений всех 16 датчиков, установленных на шинах. Пять из 16 датчиков неисправны, так как при наборе мощности ТГ не реагируют на усиление вибрации шин, на которых они установлены (сглаживание – 32 с)

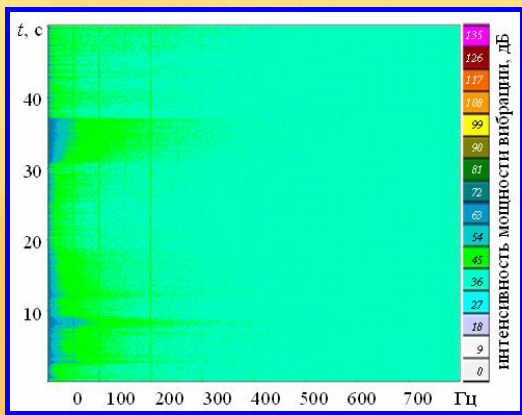
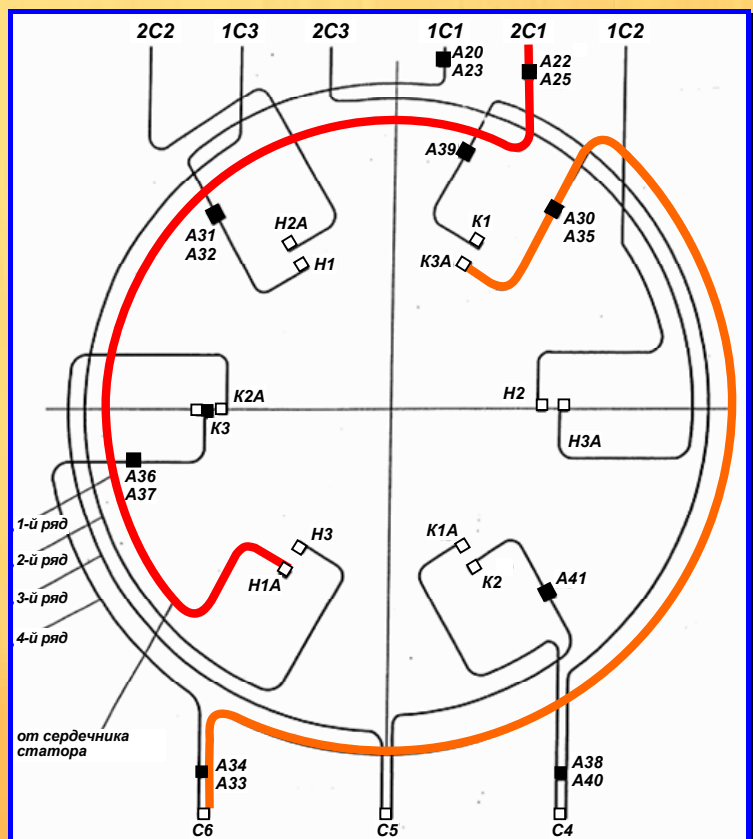


Рис. 15. Сонограмма неисправного датчика К2Р (пример)

Рис. 16. Схема установки виброакселерометров ФОА-100 и датчиков 1ПА-9.  
 Условные обозначения:  
 + + – соединители шин;  
 ■ – датчики.  
 Буквенные обозначения:  
 С – секция шины;  
 Н – начало шины;  
 К – конец шины;  
 А – датчик



## РАСЧЕТ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ЭЛЕКТРОМАГНИТНОМ МЕХАНИЗМЕ НА ОСНОВАНИИ УРАВНЕНИЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

Байда Е.И., к.т.н.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

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

тел./факс (0572) 40-08-55, E-mail: baida@kpi.kharkov.ua.

*Розглянута математична модель з розрахунку перехідних процесів в електромагнітному механізмі на засаді теорії електромагнітного поля з використанням програми Femlab. Отримано залежність розподілу магнітного потоку та наведених струмів магнітопроводу у перехідних режимах. Зроблені висновки о можливій швидкодії електромагнітного механізму.*

*Рассмотрена математическая модель по расчету переходных процессов в электромагнитном механизме на основании теории электромагнитного поля с использованием программы Femlab. Получено распределение магнитного потока и вихревых токов магнітопровода в переходных режимах. Сделаны выводы о возможном быстродействии электромагнитного механизма.*

В некоторых случаях при проектировании электромагнитных механизмов требуется расчеты переходных процессов в электрических и магнитных цепях. Одним из таких устройств был электромагнит, показанный на рис. 1.

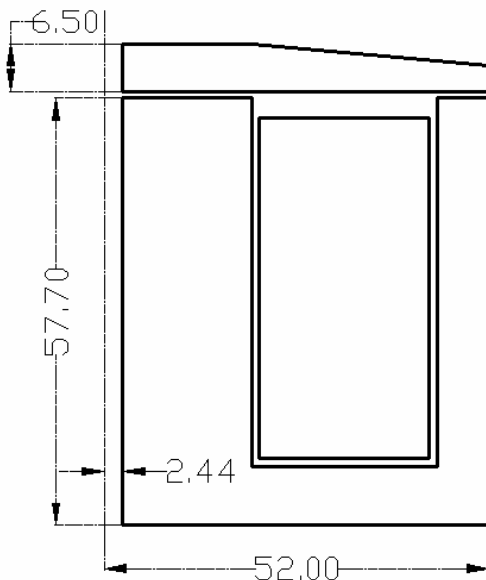


Рис. 1. Спроектированный электромагнит

Согласно техническому заданию, данный электромагнит должен использоваться в качестве привода, заменяющего шаговый двигатель. Причем, частота срабатывания должна быть не ниже 1 Гц при усилии не меньше 350 Н и ходе 0,15 мм при начальном зазоре в 1 мм. Специфика работы спроектированного электромагнитного механизма требует расчета переходных процессов как при включении катушки на постоянное напряжение, так и процессов, происходящих при отключении катушки от источника питания. В расчетах ввиду малости хода, его влияние на переходные процессы можно не учитывать и проводить расчет при постоянном значении воздушного зазора.

Следовательно, целью данной работы является расчет переходных процессов в электромагнитном

устройстве с ферромагнетиком по уравнениям теории поля.

Необходимо отметить, что основной сложность таких процессов является учет размагничивающего действия вихревых токов и магнитный поверхностный эффект, заключающийся в вытеснении магнитного потока в переходных режимах. В литературе [1] предложен ряд способов учета этих эффектов, однако, эти расчеты достаточно приближенные и оценить их точность можно только косвенными методами. Наиболее точные расчеты возможны только на основании совместного решения уравнений электромагнитного поля в нестационарном режиме и уравнения электрической цепи катушки электромагнита.

Запишем уравнения Максвелла без учета токов смещения, которыми при существующих в системе частотах можно пренебречь.

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{\delta}; \operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}. \quad (1)$$

Уравнения (1) общеизвестны и не нуждаются в расшифровке. При подстановке в (1) соотношения

$$\vec{B} = \operatorname{rot} \vec{A} \text{ и учтя, что } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \operatorname{grad} \varphi [2], \text{ получим}$$

уравнение для расчета переходных процессов в электромагнитном поле без учета токов смещения:

$$\operatorname{rot} \left( \frac{1}{\mu} \cdot \operatorname{rot} \vec{A} \right) = \sigma \cdot \left( -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \vec{E}_{st} \right) \quad (2)$$

или  $\operatorname{rot} \left( \frac{1}{\mu} \cdot \operatorname{rot} \vec{A} \right) + \sigma \cdot \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_{st}$

где  $\vec{A}$  - векторный магнитный потенциал;  $\vec{E}_{st}$  и  $\vec{J}_{st}$  - напряженность поля и плотность тока сторонних источников энергии с учетом числа витков катушки.

Применительно к рассматриваемому осесимметричному электромагниту, векторный магнитный потенциал и сторонние источники энергии будут иметь только угловую компоненту.

Следующей задачей является запись уравнения электрической цепи для совместного решения с уравнением (2). Известно, что при включении катушки на

постоянное напряжение, уравнение для электрической цепи может быть записано в виде:

$$u = r \cdot i + L_s \cdot \frac{di}{dt} + w \cdot \frac{d\Phi_\psi}{dt}, \quad (3)$$

где  $u$  – напряжение, приложенное к катушке;  $i$  – ток катушки;  $L_s$  – индуктивность рассеяния катушки;  $w$  – число витков;  $\Phi_\psi$  – поток, приведенный по потокоцеплению.

Преобразуем уравнение (3) к виду, который даст возможность совместного решения уравнений (2,3). Для этого необходимо преобразовать поток  $\Phi_\psi$  следующим образом:

$$\Phi_\psi = \frac{1}{w} \cdot \int_w \Phi \cdot dw = \frac{1}{w} \cdot \int_w \Phi \cdot \frac{w}{S} \cdot dS = \frac{1}{S} \cdot \int_S \Phi \cdot dS, \quad (4)$$

где  $S$  – площадь поперечного сечения катушки.

Дальнейшее преобразование заключается в следующем:

$$\Phi = \oint_l \vec{A} \cdot d\vec{l}, \quad (5)$$

где  $\Phi$  – магнитный поток, пронизывающий замкнутый контур  $\vec{l}$ . Подставив (5) в (4) с учетом (3), получим систему уравнений расчета переходных процессов в электромагните:

$$\text{rot} \left( \frac{1}{\mu} \cdot \text{rot} \vec{A} \right) + \sigma \cdot \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_{st} \quad (6)$$

$$u = r \cdot i + L_s \cdot \frac{di}{dt} + \frac{w}{S} \cdot \oint_S \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \cdot d\vec{l} \cdot dS$$

Или с учетом осесимметричности задачи и условия равномерности распределения тока по площади катушки:

$$\text{rot} \left( \frac{1}{\mu} \cdot \text{rot} A_\phi \right) + \sigma \cdot \frac{\partial A_\phi}{\partial t} = \frac{i}{S \cdot k_z} \cdot w \quad (7)$$

$$u = r \cdot i + L_s \cdot \frac{di}{dt} + \frac{w}{S} \cdot \int_V \frac{\partial A_\phi}{\partial t} \cdot dV$$

где  $V$  – объем катушки;  $k_z$  – коэффициент заполнения катушки медью.

Система (7) имеет нулевые начальные условия.

При этом надо отметить, что:

$$A_\phi = A_\phi(t, r, z), i = i(t). \quad (8)$$

Решение системы (7) с учетом (8) является достаточно сложной задачей для решения которой необходимо решить двухмерное нестационарное уравнение для векторного магнитного потенциала в нелинейной среде совместно с уравнением тока сети.

Для решения данной задачи можно воспользоваться программой Femlab, в которой создадим 2 геометрии: 1) двухмерное осесимметричное пространство для решения задачи о распределении нестационарного векторного потенциала - G1; 2) одномерное пространство единичной длины для решения нестационарного уравнения электрической цепи – G2. В G1 задаются начальные и граничные условия, а так же свойства областей. В G2 на границах одномерного пространства задаются условия Неймана, а так же коэффициенты при токе, его производной и напряже-

ние сети. Переменная  $\frac{w}{S} \cdot \int_V \frac{\partial A_\phi}{\partial t} \cdot dV$  из G1 в G2 пере-

дается через связанную интегральную переменную и со знаком минус суммируется с постоянным напряжением. Ток из G2 передается в G1 через общую область.

В качестве исходных данных для расчета принимались следующие значения:

Активное сопротивление катушки – 16 Ом;

Индуктивность рассеяния – 0,0034 Гн;

Напряжение сети – 24 В;

Число витков – 300.

В качестве материала магнитопровода выбрана ст.10. Зависимость динамической магнитной проницаемости от модуля магнитной индукции показаны на рис. 2.

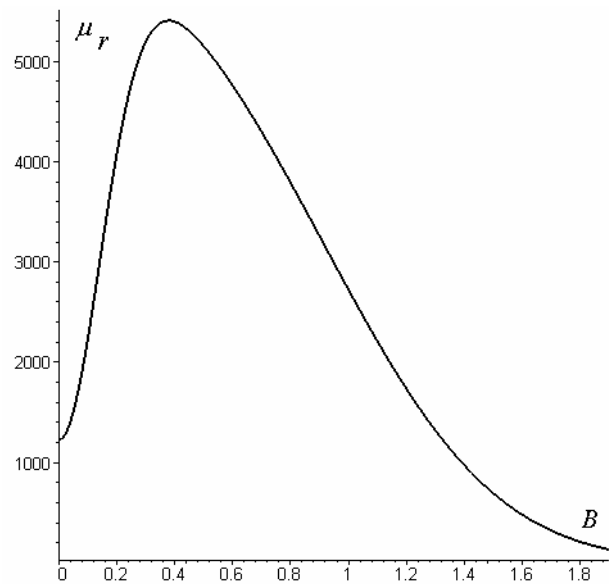


Рис. 2. Зависимость относительной магнитной проницаемости от магнитной индукции

В результате расчетов была получена кривая нарастания тока катушки в зависимости от времени, показанная на рис. 3.

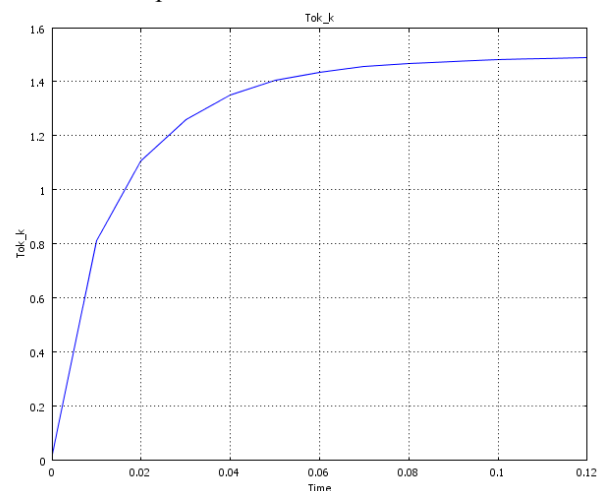


Рис. 3. Зависимость нарастания тока в катушке электромагнита



Время, за которое значение тока достигает величины 0,98 от установившегося значения, составляет 0,1 с, что и можно считать временем окончания переходного процесса в электрической цепи. Общее расчетное время составляло 7 с, что может считаться временем окончания переходного процесса в магнитной цепи. На рис. 4, 5, 6 показаны распределения магнитной индукции по высоте магнита: 1) на уровне нижнего края катушки; 2) по средней линии; 3) на уровне верхнего края катушки.

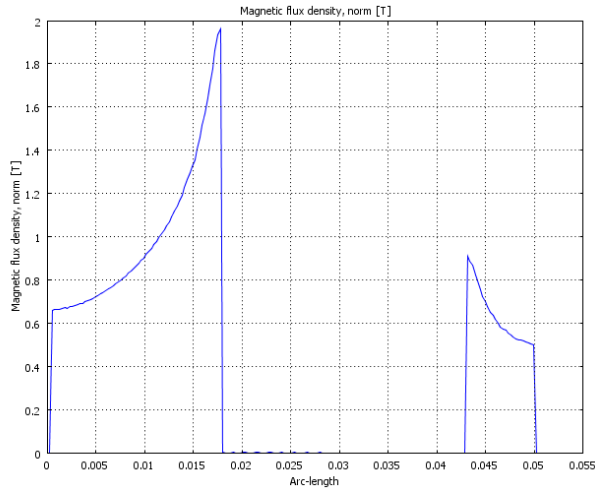


Рис. 5. Распределение индукции в основании катушки

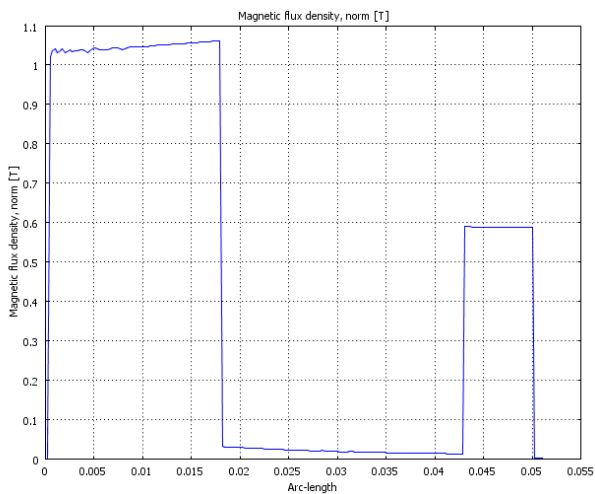


Рис. 6. Распределение индукции на уровне середины катушки

На рис. 8 показано изменение магнитной индукции в зависимости от времени через 0,1 с на уровне центральной части катушки. Общее время – 0,4 с.

На основании графика (рис. 8) можно утверждать, что при величине воздушного зазора в 0,85 мм, постоянная времени магнитных процессов примерно в четыре раза больше электрической постоянной времени.

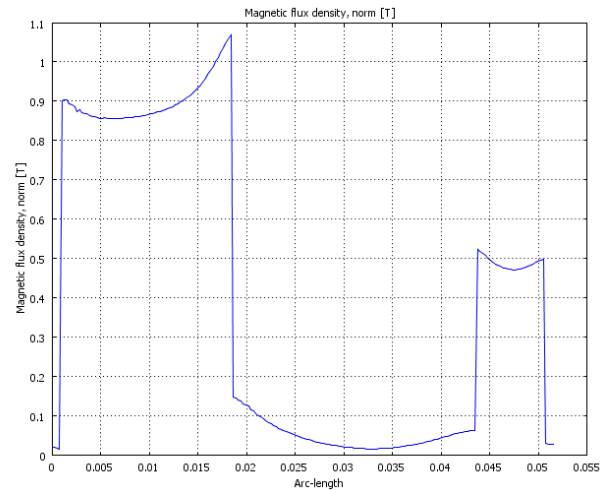


Рис. 7. Распределение индукции на уровне верхнего края катушки

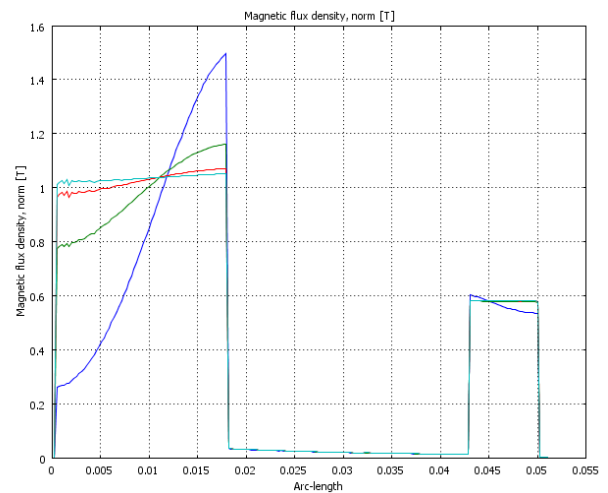


Рис. 8. Изменение магнитной индукции с шагом 0,1 с

При меньших воздушных зазорах это различие, очевидно, будет возрастать. На рис. 9 показаны значения магнитной индукции в интервале времени (0-0,1)с с шагом 0,01 с.

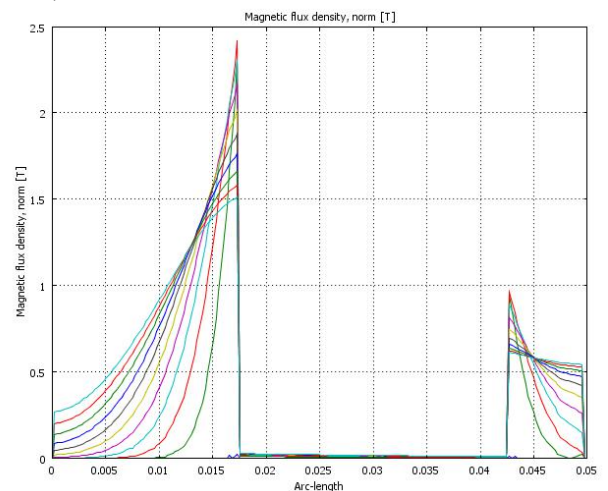


Рис. 9. Изменение индукции в центральной части магнитопровода в диапазоне 0-0,1 с

На рис. 10 показана временная зависимость электромагнитной силы в зазоре под центральным стержнем магнита.

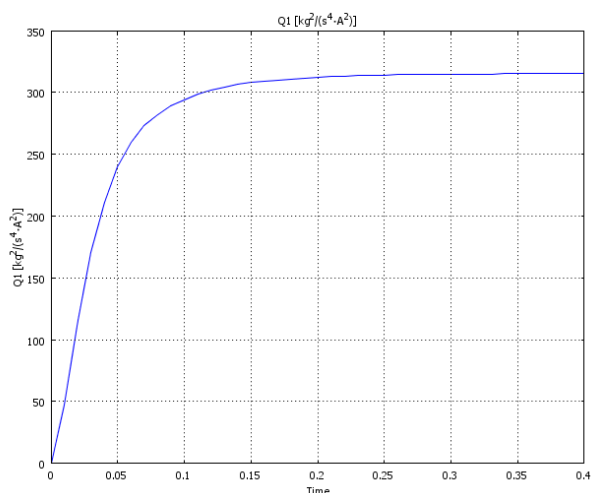


Рис. 10. Электромагнитная сила под центральным стержнем

На рис. 11 показано изменение плотности индукционного тока по радиусу магнита.

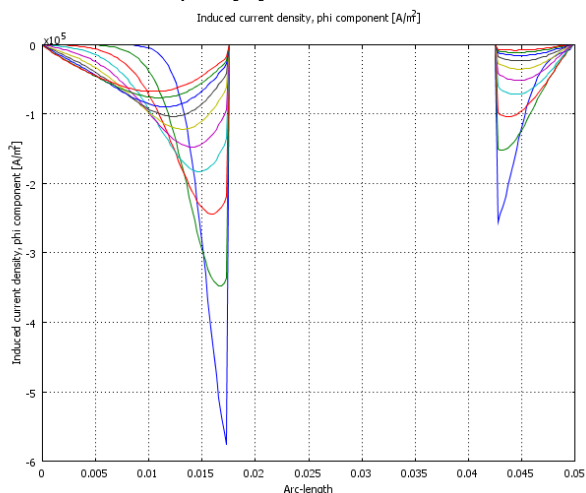


Рис. 11. Распределение плотности тока по радиусу магнита

Аналогично можно рассчитать значения в любой части магнита. Интерес представляет не только распределение плотности тока, но и значения самих токов и их временная зависимость. На рис. 12,13 показаны изменения наведенных токов в корпусе и якоре электромагнита.

Следовательно, используя данную программу, можно рассчитать все параметры электромагнитного механизма.

Так как целью расчета является определение быстроедействия электромагнита, то предварительно необходимо рассмотреть электрическую схему отключения цепи. Будем считать, что для ограничения перенапряжений, параллельно катушке включен диод (рис. 14).

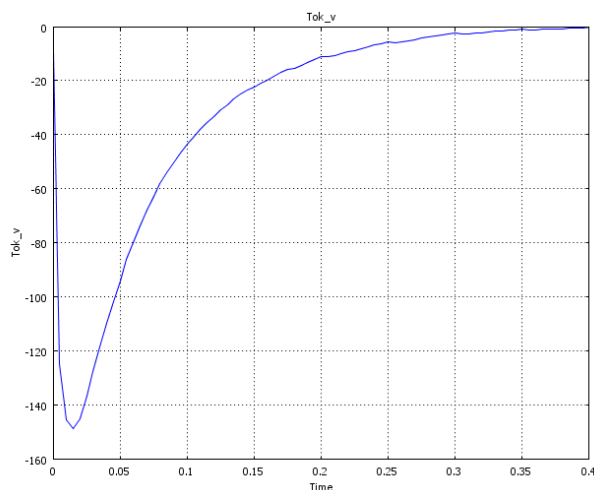


Рис. 12. Вихревые токи в корпусе электромагнита

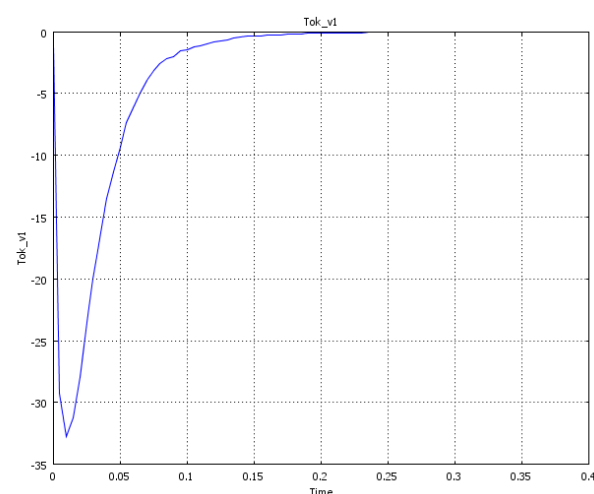


Рис. 13. Вихревые токи якоря

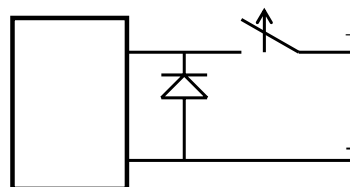


Рис. 14. Схема отключения катушки

В этом случае, можно не учитывать процессы, происходящие на контактах и не учитывать сопротивление диода.

Функциональные возможности программы Femlab позволяют задать напряжение в виде табличной зависимости от времени с последующей линейной (или иной) аппроксимацией. График такой функции показан на рис.15.

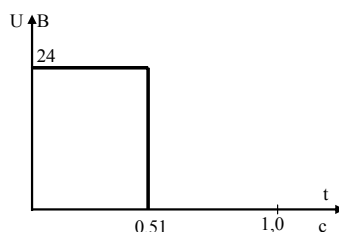


Рис. 15. Рабочий цикл по напряжению катушки электромагнита

Результаты расчета по программе показаны на последующих рисунках 16-19.

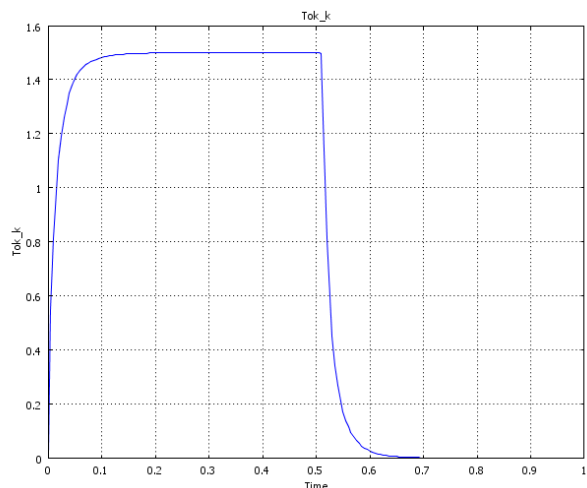


Рис. 16. Зависимость тока катушки от времени

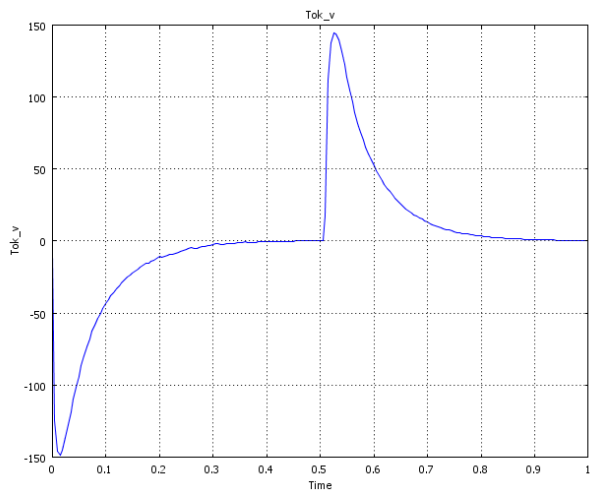


Рис. 17. Временная зависимость вихревого тока в корпусе электромагнита

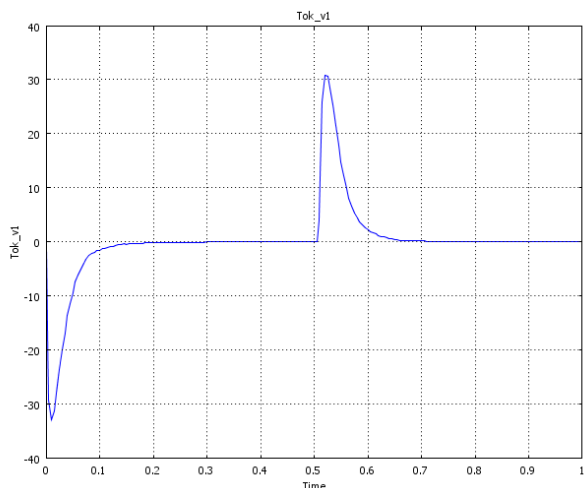


Рис. 18. Вихревые токи якоря

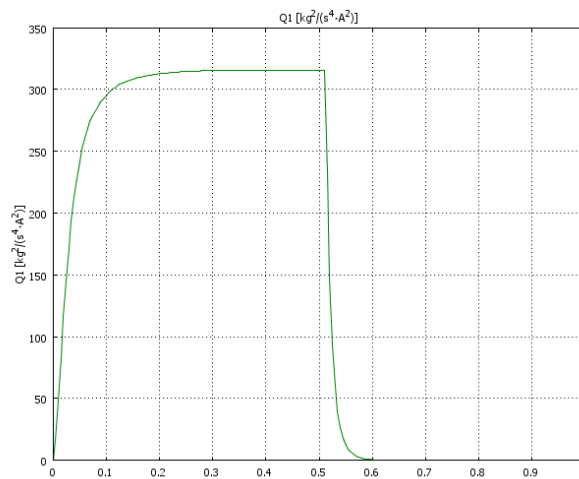


Рис. 18. Зависимость электромагнитной силы центральной части корпуса

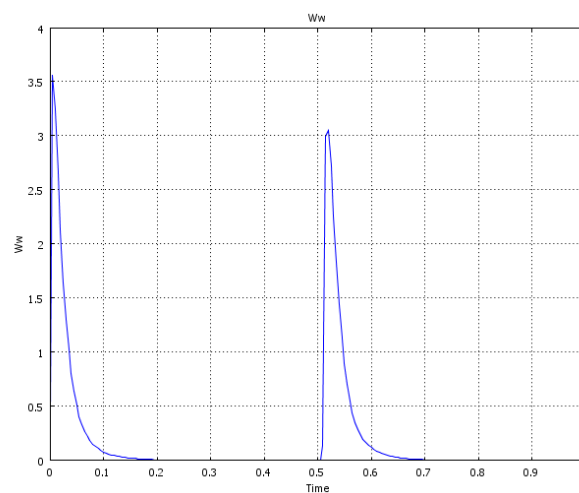


Рис. 19. Значения мгновенной объемной мощности, выделяемой в корпусе электромагнита

Таким образом, на основании проведенных расчетов можно заключить, что спроектированный электромагнит по условиям быстродействия вполне соответствует техническому заданию. Кроме того, использование программы Femlab позволяет рассчитать переходные процессы в электрических цепях, содержащие ферромагнитные элементы на основании дифференциальных уравнений электромагнитного поля, получив при этом всевозможные значения практически любых параметров электромагнита.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Клименко Б.В. Форсированные электромагнитные системы. - М.; Энергоатомиздат, 1989. - 160 с.
- [2] Нейман Л.Р., Калантаров П.Л. Теоретические основы электротехники, ч.3. Теория электромагнитного поля. - М.; Госэнергоиздат, 1949. - 343 с.

Поступила 08.04.2008

## ИССЛЕДОВАНИЕ СТОХАСТИЧЕСКОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ ПОЛУВОЛН ДЕ БРОЙЛЯ И ВОЛНОВЫХ ПАКЕТОВ В ПРОВОДНИКЕ С ИМПУЛЬСНЫМ ТОКОМ ПРОВОДИМОСТИ 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

*На підставі отриманих розрахункових і експериментальних даних показано, що у тонкому круглому оцинкованому сталевому провіднику з аксіальним аперіодичним струмом провідності при амплітудній щільності струму величиною  $0,37 \text{ кА/мм}^2$  подовжній розподіл квантованих довжин електронних напівхвиль де Бройля та макроскопічних електронних пакетів має імовірний характер, який обумовлений встановленими автором квантовомеханічними закономірностями поведінки вільних електронів.*

*На основе полученных расчетных и экспериментальных данных показано, что в тонком круглом оцинкованном стальном проводнике с аксиальным аперіодическим током проводимости при амплитудной плотности тока величиной  $0,37 \text{ кА/мм}^2$  продольное распределение квантованных длин электронных полувольт де Бройля и макроскопических электронных пакетов носит вероятностный характер, определяемый установленными автором квантовомеханическими закономерностями поведения свободных электронов.*

### ВВЕДЕНИЕ

Автором ранее в ряде работ [1-5] с учетом фундаментальных положений квантовой физики (электродинамики) теоретически были рассмотрены непростые электрофизические вопросы, связанные с квантовомеханическими особенностями пространственно-временного распределения дрейфующих свободных электронов в тонких круглых металлических проводниках с электрическим током проводимости различных амплитудно-временных параметров (АВП). При этом расчетным путем было установлено, что в основе продольного распределения в указанных проводниках свободных электронов, обладающих дуалистическими свойствами (свойствами частицы и волны) [6], лежат электронные полувольты де Бройля, описываемые соответствующими квантованными волновыми  $\psi_n$  – функциями (пси-функциями, для которых  $n = 1, 2, 3, \dots$  – целое квантовое число) [1-5]. Выполненные теоретические исследования и примененные при этом  $\psi_n$  – функции базируются на приближенном аналитическом решении автором одномерного волнового уравнения Шредингера, полученном для указанного выше электрофизического случая в [1]. Пространственно-временные суперпозиции этих  $\psi_n$  – функций образуют периодически размещенные вдоль проводника макроскопические волновые электронные пакеты (ВЭП), внутри которых сосредотачивается большая часть дрейфующих электронов и соответственно электромагнитная (тепловая) энергия элементарных носителей электричества проводника [7, 8]. Причем, каждая мода указанных пси-функций, соответствующая конкретному значению квантового числа  $n$ , образует отдельный ВЭП, определенным вероятностным образом продольно размещенный в проводе [8]. Множество таких локальных продольных ВЭП, характеризующихся макроскопическими размерами, и образует полный (интегральный) ВЭП всего проводника. Электротехникам (электрофизикам) важ-

но как для теории генерирования электрического тока, так и практики безизлучательной передачи с помощью проводников электрической энергии уметь расчетным (опытным) путем определять данные ВЭП в проводниках с током, включая их геометрические и энергетические (тепловые) характеристики.

Отметим, что в [9] автору удалось впервые в высоковольтной импульсной технике экспериментально зафиксировать в оцинкованном стальном круглом сплошном проводе (наружным радиусом  $r_{\text{пр}} = 0,8 \text{ мм}$  и длиной  $l_{\text{пр}} = 320 \text{ мм}$ ) с импульсным аперіодическим током большой плотности (при амплитудной плотности тока  $\delta_{\text{мп}} = 0,37 \text{ кА/мм}^2$ ) макроскопические проявления в металлическом проводнике ВЭП и соответственно неоднородного продольного температурного поля (появление в проводе "горячих" и "холодных" продольных участков), обусловленных квантованием энергии свободных электронов в электрическом поле проводника с напряженностью  $E_{\text{пр}}$ . Следует заметить, что это электрическое поле во внутренней металлической структуре проводника создается за счет разности электрических потенциалов, возникающих на противоположных концах проводника, то есть из-за приложенного к нему электрического напряжения  $u_{\text{пр}}$ . Приложив к проводнику напряжение  $u_{\text{пр}}$ , мы вызываем продольный дрейф его свободных электронов и их сложное квантовомеханическое распределение как вдоль длины  $l_{\text{пр}}$ , так и вдоль его радиуса  $r_{\text{пр}}$ .

Целью настоящей статьи является приближенная теоретическая оценка и экспериментальная проверка вероятностного характера распределения вдоль металлического проводника с импульсным униполярным током большой плотности квантованных длин дебройлевских электронных полувольт, формирующих макроскопические ВЭП в металлической структуре проводника с приложенным к нему напряжением.

## 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Рассмотрим круглый сплошной тонкий биметаллический проводник (например, со стальным основанием и микроскопическим цинковым покрытием толщиной  $\Delta_{\text{п}}$ ) цилиндрической конфигурации наружным радиусом  $r_{\text{пр}}$  и длиной  $l_{\text{пр}} \gg r_{\text{пр}}$ , по которому в его продольном направлении под действием приложенного к противоположным концам проводника электрического напряжения  $u_{\text{пр}}(t)$  протекает импульсный электрический ток проводимости  $i_{\text{пр}}(t)$  с произвольными АВП. Примем, что в первом приближении данный электрический ток  $i_{\text{пр}}(t)$  равномерно распределен по поперечному сечению  $S_{\text{пр}} = \pi r_{\text{пр}}^2$  проводника. В соответствии с известными положениями квантовой физики считаем, что свободные электроны в металле проводника подчиняются корпускулярно-волновому дуализму и квантовой статистике Ферми – Дирака [10, 11]. Пусть пространственно-временная эволюция свободных электронов рассматриваемого проводника приближенно определяется дискретными (квантованными) одномерными продольными волновыми функциями  $\psi_n(z, t)$ , являющимися собственными квантованными решениями соответствующего одномерного временного волнового уравнения Шредингера [1, 3]. Требуется с учетом принятых допущений теоретически и экспериментально рассмотреть вероятностные продольные распределения в исследуемом проводнике квантованных (дискретных) длин электронных полувольт де Бройля  $\lambda_{en}/2$ , где  $n=1,2,3,\dots$  – целое квантовое число, определяющих продольные распределения в проводнике с импульсным током его макроскопических ВЭП и соответственно его относительно "горячих" и "холодных" продольных участков.

## 2. ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА ПРОДОЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ В ПРОВОДНИКЕ ЭЛЕКТРОННЫХ ПОЛУВОЛН ДЕ БРОЙЛЯ И ВЭП

Начнем с того, что согласно [1, 3] на длине  $l_{\text{пр}}$  рассматриваемого проводника с импульсным электрическим током проводимости  $i_{\text{пр}}(t)$  уместается целое квантовое число  $n=1,2,3,\dots$  стоячих продольных электронных полувольт де Бройля, длина которых удовлетворяет следующему квантовомеханическому соотношению:

$$\lambda_{en}/2 = l_{\text{пр}}/n, \quad (1)$$

где  $\lambda_{en} = h/m_e v_{en}$  – квантованная длина волны свободного электрона в металле проводника, равная длине стоячей продольной дебройлевской электронной волны;  $h = 6,626 \cdot 10^{-34}$  Дж·с – фундаментальная постоянная Планка;  $m_e = 9,108 \cdot 10^{-31}$  кг – масса покоя свободного электрона;  $v_{en} = nh/2m_e l_{\text{пр}}$  – квантованная скорость продольного дрейфа свободного электрона в металле проводника с приложенным к нему со стороны его концов электрическим напряжением  $u_{\text{пр}}(t)$ .

Известно, что на длине каждой моды стоячей продольной дебройлевской электронной полуволны  $\lambda_{en}/2$  с конкретным значением квантового числа  $n$  уместается один "горячий" и один "холодный" продольный участок проводника с электрическим током  $i_{\text{пр}}(t)$  [2, 5]. При этом, как мы отметили выше, "горячие" продольные участки проводника соответствуют его ВЭП. Кроме того, как ранее было установлено в [1, 3], усредненная ширина  $\Delta z_{\text{ГС}}$  "горячего" продольного участка проводника с импульсным током проводимости на основании известного в квантовой физике соотношения неопределенностей Гейзенберга может быть найдена из следующего выражения:

$$\Delta z_{\text{ГС}} \geq e_0 n e_0 h / 4 \pi m_e \delta_{\text{сп}}, \quad (2)$$

где  $e_0 = 1,602 \cdot 10^{-19}$  Кл – элементарный электрический заряд электрона;  $n_{e0}$  – усредненная плотность свободных электронов в металле проводника до воздействия на него импульса тока  $i_{\text{пр}}(t)$ ;  $\delta_{\text{сп}}$  – усредненная плотность импульсного тока в проводнике.

Для облегчения практического использования читателем предлагаемого материала отметим, что усредненная плотность  $n_{e0}$  свободных электронов в проводнике, как известно, равна концентрации его атомов  $N_0$  ( $\text{м}^{-3}$ ), умноженной на валентность металла проводника, определяемую числом неспаренных электронов на внешних валентных энергетических уровнях атомов проводящего материала (например, для цинкового покрытия или стального сердечника исследуемого провода валентность равна двум [12]). Для расчетной оценки в нашем случае концентрации атомов  $N_0$  в металлическом проводнике с плотностью его материала  $d_{\text{пр}}$  ( $\text{кг}/\text{м}^3$ ) воспользуемся следующим известным соотношением [6]:

$$N_0 = d_{\text{пр}} (M_a \cdot 1,6606 \cdot 10^{-27})^{-1}, \quad (3)$$

где  $M_a$  – атомная масса металла проводника (например, для стального основания биметаллического провода можно считать, что  $M_a = 55,85$  [13]), практически равная массовому числу  $A_j$  ядра атома используемого проводящего материала 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 [13]).

Тогда, с учетом (3) для стального основания рассматриваемого провода ( $d_{\text{пр}} = 7820$   $\text{кг}/\text{м}^3$  [13]) с тонким цинковым покрытием (с толщиной, примерно равной  $\Delta_{\text{п}} = 5$  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 (2) с учетом соотношения (1) при используемом в наших дальнейших опытах значении плотности тока в проводе  $\delta_{\text{сп}} = 1,85 \cdot 10^8$   $\text{А}/\text{м}^2$  получаем, что  $\Delta z_{\text{ГС}} \geq 8,4$  мм.

Для оценки усредненной ширины  $\Delta z_{\text{ХС}}$  "холодного" продольного участка в исследуемом проводе при найденном усредненном численном значении ширины "горячего" участка  $\Delta z_{\text{ГС}}$  требуется знать

усредненную величину для длины полуволны  $\lambda_{en}/2$ , которая у нас носит квантованный (дискретный) характер, определяемый в соответствии с (1) численными значениями длины  $l_{пр}$  и квантового числа  $n=1,2,3,\dots$ . Соотношение (1) позволяет найти усредненное значение для длины дебройлевской электронной полуволны  $\lambda_{ec}/2$  в металлическом проводнике с импульсным током  $i_{пр}(t)$  произвольных АВП из следующего аналитического выражения (*оценка №1*):

$$\lambda_{ec}/2 = l_{пр} \left[ \frac{1}{n_0} \sum_{n=1}^{n_0} \frac{1}{n} \right] = l_{пр} \left[ \frac{1}{n_0} \int_1^{n_0} \frac{1}{n} dn \right] = \frac{l_{пр} \ln n_0}{n_0}, \quad (4)$$

где  $n_0$  – максимальное значение квантового числа  $n$ .

Согласно [14] приближенно значение величины  $n_0$  может быть определено как

$$n_0 = 2n_{e2}^2, \quad (5)$$

где  $n_{e2}$  – главное квантовое число для атома металла проводника (например, согласно периодической системе химических элементов Менделеева для меди, цинка и железа величина  $n_{e2}$  оказывается равной 4 – их периоду и соответственно числу электронных слоев или оболочек в их атомах [13]).

С учетом того, что у нас в соответствии с (5)  $n_0 = 32$  при выбранной длине исследуемого проводника  $l_{пр} = 320$  мм ( $r_{пр} = 0,8$  мм) из (4) в случае оценки №1 получаем значение усредненной длины электронной полуволны де Бройля для рассматриваемого биметаллического провода, равное примерно  $\lambda_{ec}/2 = 34,6$  мм. Далее, из соотношения  $\lambda_{ec}/2 = \Delta z_{ГC} + \Delta z_{ХC}$  при  $\Delta z_{ГC} = 8,4$  мм находим расчетное численное значение усредненной ширины "холодного" продольного участка в проводнике, составляющее  $\Delta z_{ХC} = 26,2$  мм.

С другой стороны, для приближенного определения численного значения величины  $\lambda_{ec}/2$  на основании известной квантовомеханической формулы де Бройля [6] можно воспользоваться таким аналитическим соотношением (*оценка №2*):

$$\lambda_{ec}/2 = h / 2m_e v_D, \quad (6)$$

где  $v_D$  – среднее значение дрейфовой скорости свободных электронов в металлическом проводнике.

Из электронной теории электропроводности металлов следует, что применительно к рассматриваемой задаче из области теоретической электрофизики выражение для  $v_D$  будет приближенно равно [15]:

$$v_D = \delta_{сн} / e_0 \cdot n_{e0}. \quad (7)$$

При  $\delta_{сн} = 1,85 \cdot 10^8$  А/м<sup>2</sup> и  $n_{e0} = 16,86 \cdot 10^{28}$  м<sup>-3</sup> из соотношения (7) получаем, что в исследуемом случае  $v_D = 6,85 \cdot 10^{-3}$  м/с. В результате из (6) при оценке №2 величины  $\lambda_{ec}/2$  следует, что усредненная длина дебройлевской полуволны в стальном проводе при принятых исходных электрофизических параметрах для материала провода и импульсного тока в нем составляет около 53,1 мм. Тогда, при  $\Delta z_{ГC} = 8,4$  мм анало-

гично оценке №1 находим, что в случае оценки №2 усредненная ширина "холодного" продольного участка в стальном проводе будет равна  $\Delta z_{ХC} = 44,7$  мм.

Приведенные выше расчетные численные оценки значений длин дебройлевских электронных полуволн, ширин относительно "горячих" (длин ВЭП) и "холодных" продольных участков в оцинкованном стальном проводе были выполнены в режиме их усреднения. Что касается возможных вероятностных текущих значений длин электронных полуволн де Бройля  $\lambda_{en}/2$  в проводе, то согласно (1) для исследуемого проводника они могут находиться в диапазоне от  $\lambda_{e1}/2 = 320$  мм ( $n=1$ ) до  $\lambda_{e32}/2 = 10$  мм ( $n=n_0=32$ ). По мнению автора, учитывая подчинение свободных электронов металла рассматриваемого провода фундаментальному принципу неопределенности Гейзенберга [6, 11], можно предполагать справедливость следующего положения: в исследуемом проводнике геометрические размеры "горячих" продольных участков  $\Delta z_{Г}$  и соответственно ВЭП, а также достигаемые на них уровни температуры при неизменном значении в нем (проводнике) АВП воздействующего импульсного тока (значения плотности тока  $\delta_{сн}$ ) будут оставаться практически неизменными. В этой связи от электрического разряда к разряду на исследуемый провод мощного импульсного источника тока с его постоянными выходными электрическими параметрами ( $\delta_{сн} = 1,85 \cdot 10^8$  А/м<sup>2</sup>) в проводе ( $\Delta z_{Г} = \Delta z_{ГC} = 8,4$  мм) при изменении  $\lambda_{en}/2$  будут меняться лишь вероятностные текущие значения ширин "холодных" продольных участков  $\Delta z_{Х}$  в диапазоне от 311,6 мм ( $\lambda_{e1}/2 = 320$  мм) до 1,6 мм ( $\lambda_{e32}/2 = 10$  мм).

### 3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА ПРОДОЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ В ПРОВОДНИКЕ ЭЛЕКТРОННЫХ ПОЛУВОЛН ДЕ БРОЙЛЯ И МАКРОСКОПИЧЕСКИХ ВЭП

Для опытной оценки результатов распределения в исследуемом нами оцинкованном стальном проводе ( $r_{пр} = 0,8$  мм;  $l_{пр} = 320$  мм) дебройлевских электронных полуволн и ВЭП был использован мощный генератор импульсов тока на номинальное напряжение  $\pm 5$  кВ (ГИТ-5С), обеспечивающий протекание через проводник (рис. 1) аperiodического импульса тока с количеством электричества не менее 200 Кл [9].



Рис. 1. Общий вид исследуемого оцинкованного стального провода до воздействия на него мощного аperiodического импульса тока с амплитудой  $I_{mc}$  от генератора ГИТ-5С

На рис. 2 и 3 приведены осциллограммы спадающей и нарастающей частей испытательного аperiodического импульса тока отрицательной полярности, генерируемого при помощи генератора ГИТ-5С и протекающего через используемый в экспериментах стальной провод. При измерении импульсного тока в исследуемом проводе был использован коаксиальный шунт типа ШК-300 с коэффициентом преобразования, равным 5642 А/В и цифровой осциллограф типа Tektronix TDS 1012 [16]. Из данных рис. 2 и 3 видно, что модуль амплитуды униполярного импульса тока составляет  $I_{mc} = 0,132 \times 5642 = 745$  А, а время, соответствующее амплитуде импульсного тока  $I_{mc}$ , оказывается равным  $t_m = 9$  мс. Длительность импульса тока в проводе при его электротепловом разрушении принимает численное значение, равное около  $\tau_{и} = 576$  мс, а при отсутствии разрушения – примерно  $\tau_{и} = 1000$  мс.

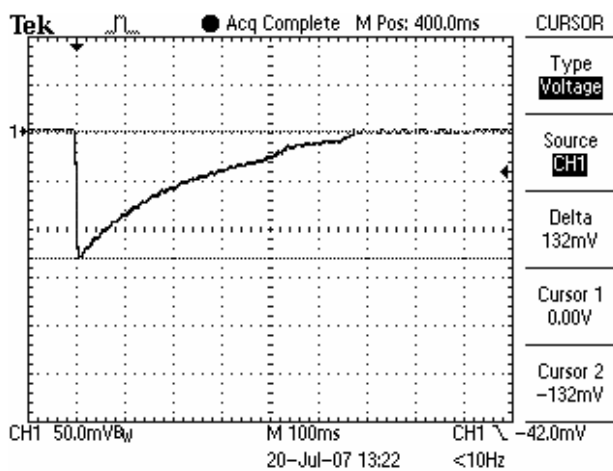


Рис. 2. Осциллограмма воздействующего на стальной провод полного униполярного импульса тока временной формы 9 мс/576 мс в режиме электротеплового разрушения металлической структуры провода

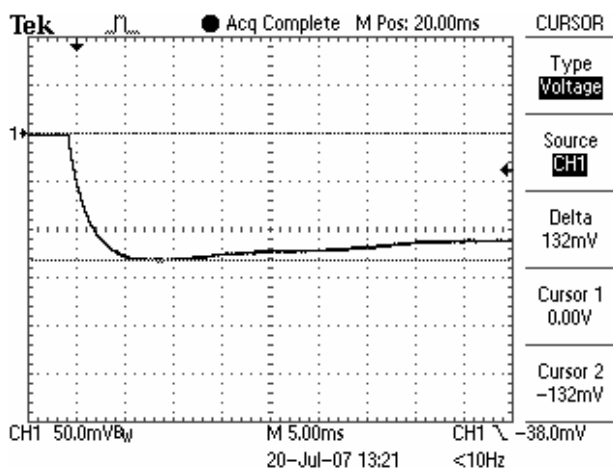


Рис. 3. Осциллограмма фронтальной (нарастающей) части воздействующего на стальной провод мощного униполярного импульса тока временной формы 9 мс/576 мс

Характер изменения во времени  $t$  импульсного аperiodического тока в стальном проводе (см. рис. 2) позволяет выполнить следующую приближенную оценку модуля усредненного значения тока  $i_c$  в нем:

$$i_c = I_{mc} \cdot \tau_{и} / 2 \tau_{и} = 0,5 I_{mc} \quad (8)$$

С учетом (8) для модуля усредненной плотности импульсного тока  $\delta_{сп}$  в проводе получаем численное значение, равное  $\delta_{сп} = i_c / \pi r_{пр}^2 = 1,85 \cdot 10^8$  А/м<sup>2</sup>. Как было показано выше, для данного экспериментального значения  $\delta_{сп}$  расчетная усредненная ширина "горячего" участка в проводе должна составлять  $\Delta z_{ГС} = 8,4$  мм, а "холодного" участка – от 311,6 до 1,6 мм.

На рис. 4 и 5 показаны общие виды рассматриваемого провода соответственно в режиме его интенсивного нагрева мощным аperiodическим импульсом тока временной формы 9 мс/576 мс с усредненной плотностью тока  $\delta_{сп} = 0,185$  кА/мм<sup>2</sup> в проводе и после его остывания. Фиксация теплового состояния провода осуществлялась с помощью цифровой камеры типа С-150. Из теплотехнических данных рис. 4 и 5 видно, что в этом случае опытная величина  $\Delta z_{ГС}$  для "горячего" участка провода составляет около 7 мм, а  $\Delta z_{Х}$  для "холодного" участка – примерно 306 мм. Можно считать, что при данном электрическом разряде емкостного накопителя энергии генератора ГИТ-5С [9, 16] на тонкий стальной провод в нем целое квантовое число  $n$  в первом приближении составляет около 1.

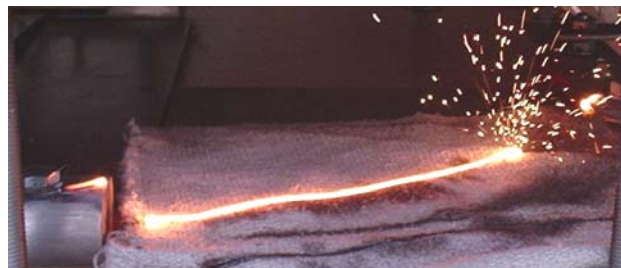


Рис. 4. Опытное распределение вдоль провода "горячих" (макроскопических ВЭП) и "холодных" участков ( $n \approx 1$ )



Рис. 5. Общий вид остывших макроскопических "горячих" (бывших двух зон ВЭП на краях провода) и "холодных" продольных участков провода ( $n \approx 1$ )

На рис. 6 и 7 представлены общие виды теплового состояния исследуемого провода соответственно при протекании по нему используемого в экспериментах мощного униполярного импульса тока отрицательной полярности временной формы 9 мс/576 мс ( $I_{mc} = 745$  А;  $t_m = 9$  мс;  $\tau_{и} = 576$  мс;  $\delta_{сп} = 0,185$  кА/мм<sup>2</sup>) и в режиме его остывания в окружающей воздушной среде. Выполненная при этом оценка геометрических размеров величин  $\Delta z_{ГС}$  и  $\Delta z_{Х}$  показывает, что они принимают численные значения, примерно равные

соответственно 7 и 153 мм. В этой связи можно принять, что здесь величина  $n$  приблизительно равна 2.



Рис. 6. Опытное распределение вдоль провода "горячих" (макроскопических зон ВЭП провода) и "холодных" продольных участков ( $n \approx 2$ )



Рис. 7. Общий вид остывающих макроскопических "горячего" (бывшей зоны ВЭП по центру провода) и "холодного" продольных участков провода ( $n \approx 2$ )

На рис. 8 и 9 приведена гирлянда из трех "горячих" продольных участков исследуемого стального провода (трех продольных зон ВЭП) и трех "холодных" продольных участков в этом проводе соответственно в режиме его интенсивного импульсного нагрева током с принятыми АВП и остывания на воздухе.



Рис. 8. Опытное распределение вдоль провода "горячих" (макроскопических зон ВЭП провода) и "холодных" продольных участков ( $n \approx 4$ )



Рис. 9. Общий вид остывших трех макроскопических "горячих" (бывших трех зон ВЭП провода) и "холодных" продольных участков провода ( $n \approx 4$ )

Из представленных на рис. 8 и 9 данных видно, что один из "горячих" продольных участков провода

совместно с крайним левым его "холодным" участком сублимировался. Оценка величин  $\Delta z_{ГС}$  и  $\Delta z_{Х}$  свидетельствует о том, что при этом электрическом разряде генератора ГИТ-5С на жестко закрепленный оцинкованный стальной провод в нем наблюдается такое распределение дебройлевских электронных полувольт и обусловленных ими макроскопических ВЭП, при котором  $\Delta z_{ГС} = 7$  мм и  $\Delta z_{Х} = 73$  мм, а  $n = 4$ .

На рис. 10 и 11 представлены результаты электротеплового действия на исследуемый провод рассматриваемого импульса тока с принятыми АВП соответственно на стадии его интенсивного нагрева и свободного остывания на воздухе. Хорошо видно, что в этом случае геометрические размеры усредненных ширин "горячих" и "холодных" продольных гантелеобразных участков провода соответственно составляют примерно  $\Delta z_{ГС} = 7$  мм и  $\Delta z_{Х} = 27$  мм (при квантовом числе  $n = 9$ ). Данные опытные размеры  $\Delta z_{ГС}$  и  $\Delta z_{Х}$  в проводе хорошо согласуются с расчетными усредненными величинами ширин "горячих" и "холодных" продольных участков, полученными нами выше при квантовомеханической оценке №1 и численно составляющими соответственно  $\Delta z_{ГС} = 8,4$  мм и  $\Delta z_{ХС} = 26,2$  мм.



Рис. 10. Опытное распределение вдоль провода "горячих" (макроскопических зон ВЭП провода) и "холодных" продольных участков ( $n \approx 9$ )



Рис. 11. Общий вид остывающих макроскопических "горячих" (бывших макроскопических зон ВЭП провода) и "холодных" продольных участков провода ( $n \approx 9$ )

Из приведенных на рис. 4-11 результатов интенсивного неравномерного продольного нагрева исследуемого провода аperiodическим импульсом тока с принятыми АВП следует, что при  $\delta_{сп} = 0,185$  кА/мм<sup>2</sup> "горячие" продольные участки провода, независимо от номера электрического разряда на него генератора ГИТ-5С, характеризуются практически одинаковыми геометрическими размерами ( $\Delta z_{ГС} = 7$  мм), а "холод-



ные" продольные участки – разными величинами ширины (длины)  $\Delta z_{\chi}$ , изменяющимися в диапазоне от 306 до 27 мм. Эти экспериментальные значения  $\Delta z_{\chi}$  хорошо согласуются с приведенными выше расчетными численными оценками вероятностных текущих величин ширин "холодных" продольных участков в исследуемом проводе, изменяющихся согласно выполненной теоретической оценке в диапазоне от 311,6 до 1,6 мм, с мощным импульсным током, распределенным по поперечному сечению провода с усредненной плотностью  $\delta_{\text{сп}}=0,185 \text{ кА/мм}^2$ .

Кроме того, многократно полученные опытным путем электротепловые данные с учетом расплавления стального основания и кипения цинкового покрытия на "горячих" продольных участках исследуемого провода, приводящих к образованию здесь макроскопических сфероподобных перегретых зон (зон ВЭП), явно свидетельствуют о том, что вдоль провода с импульсным током большой плотности возникает неоднородное периодическое температурное поле. Это дает нам основание считать образование в тонком металлическом проводнике с мощным аperiodическим импульсом тока неоднородной продольной периодической макроскопической электронной и тепловой структуры фактом статистически достоверным и твердо установленным.

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Выполненные на основе положений квантовой физики теоретические оценки стохастического продольного распределения квантованных электронных дебройлевских полуволн и электронных макроскопических волновых пакетов в тонком металлическом проводнике позволяют при заданной плотности аксиального импульсного электрического тока в металле проводника (например, усредненной плотности импульса тока  $\delta_{\text{сп}}$ ) определять продольные геометрические размеры его "горячих" участков  $\Delta z_{\text{ГС}}$  и диапазон вероятностного изменения ширин его "холодных" продольных участков  $\Delta z_{\chi}$ .

2. Проведенные экспериментальные исследования стохастического продольного распределения в тонком оцинкованном стальном проводе с мощным аperiodическим импульсом тока временной формы 9 мс/576 мс при усредненной в проводе плотности импульсного тока  $\delta_{\text{сп}}=1,85 \cdot 10^8 \text{ А/м}^2$  дебройлевских электронных полуволн, длин макроскопических ВЭП (ширин "горячих" продольных участков  $\Delta z_{\text{ГС}}$ ) и ширин "холодных" продольных участков  $\Delta z_{\chi}$  в указанном проводе подтверждают результаты представленных в работе теоретических исследований продольного распределения в металлической структуре проводника его дрейфующих свободных электронов.

3. Для построения обобщенной электрофизической и квантовомеханической картины продольного распределения дрейфующих свободных электронов и макроскопических проявлений ВЭП в металлических проводниках с электрическим током проводимости различных АВП целесообразно исследования, подоб-

ные описанным в данной работе, выполнить для иных проводниковых материалов и иных геометрических характеристик проводов, а также для других временных форм протекающего в металлических проводах аксиального импульсного тока большой плотности и его других усредненных плотностей  $\delta_{\text{сп}}$ .

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Баранов М.И. Волновое распределение свободных электронов в проводнике с электрическим током проводимости // Электротехника.-2005.- №7.- С. 25-33.
- [2] Баранов М.И. Энергетический и частотный спектры свободных электронов проводника с электрическим током проводимости // Электротехника.-2006.- №7.- С. 29-34.
- [3] 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.
- [4] Баранов М.И. Квантовомеханический подход при расчете температуры нагрева проводника электрическим током проводимости // Технічна електродинаміка.-2007.-№5.-С. 14-19.
- [5] Баранов М.И. Основные характеристики вероятностного распределения свободных электронов в проводнике с электрическим током проводимости// Технічна електродинаміка.-2008.- №1.-С. 8-12.
- [6] Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики/ Отв. ред. В.К. Тартаковский.- Киев: Наукова думка, 1989.-864с.
- [7] Солимар Л., Уолш Д. Лекции по электрическим свойствам материалов / Пер. с англ. под ред. С.И. Баскакова.- М.: Мир, 1991.-504 с.
- [8] Баранов М.И. Волновой электронный пакет проводника с электрическим током проводимости // Електротехніка і електромеханіка.-2006.-№3.-С. 49-53.
- [9] Баранов М.И. Экспериментальное обнаружение и исследование "горячих" и "холодных" продольных участков в тонком металлическом проводе с импульсным током большой плотности // Електротехніка і електромеханіка.-2008.-№3.-С. 63-68.
- [10] Дирак П.А.М. Принципы квантовой механики/ Пер. с англ. под ред. акад. В.А. Фока.- М.: Наука, 1979.-480 с.
- [11] Займан Дж. М. Современная квантовая теория/ Пер. с англ. под ред. В.Л. Бонч-Бруевича.- М.: Мир, 1971.-288 с.
- [12] Астафуров В.И., Бусев А.И. Строение вещества.- М.: Просвещение, 1977.-160 с.
- [13] Кухлинг Х. Справочник по физике/ Пер. с нем. под ред. Е.М. Лейкина.- М.: Мир, 1982.-520 с.
- [14] Баранов М.И. Эвристическое определение максимального числа электронных полуволн де Бройля в проводнике с электрическим током проводимости// Електротехніка і електромеханіка.-2007.-№6.-С. 59-62.
- [15] Яворский Б.М., Детлаф А.А. Справочник по физике.- М.: Наука, 1990.-624 с.
- [16] Баранов М.И., Колиушко Г.М., Кравченко В.И. и др. Генератор тока искусственной молнии для натуральных испытаний технических объектов// Приборы и техника эксперимента.-2008.-№3.-С. 81-85.

*Поступила 29.02.2008*

## КОЕНЕРГІЯ ЕЛЕКТРОМАГНЕТНОГО ПОЛЯ

Чабан В., д.т.н., проф.

Національний університет "Львівська політехніка", Ряшівський університет,  
tel. +380677202181, E-mail: vtchaban@polynet.lviv.ua

*Показано, що в електромагнетному полі кінетичні енергія й коенергія, що задовольняє фізичному принципу найменшої дії у варіаційному інтегральному принципі Гамільтона-Остроградського, забезпечують однакові силові характеристики останнього.*

*Показано, что в электромагнитном поле кинетическая энергия и коенергия, что удовлетворяют принципу наименьшего действия в вариационном интегральном принципе Гамильтона-Остроградского, обеспечивают одинаковые силовые характеристики последнего.*

### ВСТУП

У зв'язку з уніфікацією методів математичного моделювання фізичних процесів щораз популярніша енергетичний підхід, за яким стоїть один з найуніверсальніших законів природи – принцип найменшої дії. В основі цього підходу лежить варіаційний принцип Гамільтона-Остроградського, який використовує поняття кінетичної і потенціальної енергії. Ці поняття в електротехніці є відносні й залежать від вибору тих чи інших узагальнених координат і швидкостей. Але відмовлятися від природних величин було б принаймні нерозумно. Якщо йдеться конкретно про теорію електромагнетного поля, то узагальнені координати й швидкості тут природно вибирати за причетністю їх до його основного вектора електромагнетизму – вектор-потенціалу  $\mathbf{A}$ .

Основний вектор магнетного поля – вектор індукції  $\mathbf{B}$  – визначається просторовим розподілом вектора  $\mathbf{A}$ , а основний вектор електричного поля – вектор напруженості  $\mathbf{E}$  – його швидкістю

$$\mathbf{E} = -\partial\mathbf{A}/\partial t; \mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}, \quad (1)$$

відтак похідні вектори

$$\mathbf{D} = \varepsilon'(\mathbf{E})\mathbf{E}; \mathbf{H} = \nu'(\mathbf{B})\mathbf{B}, \quad (2)$$

де  $\mathbf{D}$ ,  $\mathbf{H}$  – вектори електричної індукції й напруженості магнетного поля;  $\varepsilon'(\mathbf{E})$ ,  $\nu'(\mathbf{B})$  – матриці статичних електричних проникностей і релуктивностей середовища.

Тож, у теорії електромагнетного поля магнетну енергію слід трактувати як потенціальну, а електричну як кінетичну. У теорії кіл усе навпаки – електрична енергія визначається ладунками конденсаторів  $q$ , а магнетна – струмами котушок індуктивності, як швидкостями зміни ладунків  $i = dq/dt$ ,

$$\oint_S \mathbf{D} d\mathbf{S} = q; \oint_l \mathbf{H} dl = i. \quad (3)$$

Похідні величини знаходяться так

$$u = q/C'(q); \Psi = L'(i)i, \quad (4)$$

де  $u$ ,  $\Psi$  – напруга конденсатора й повне потокозчеплення котушки індуктивності;  $C'(q)$ ,  $L'(i)$  – статичні ємність конденсатора й індуктивність котушки.

### КІНЕТИЧНА ЕНЕРГІЯ ЕЛЕКТРОМАГНЕТНОГО ПОЛЯ

Енергії електричного і магнетного поля, зосереджені в об'ємі  $V$  області інтегрування, записують як

$$W_E = \int_V w_E dV; W_M = \int_V w_M dV, \quad (5)$$

де  $w_E$ ,  $w_M$  – густини електричної і магнетної енергій

$$w_E = \int_0^{\mathbf{D}} \mathbf{E} d\mathbf{D}; w_M = \int_0^{\mathbf{B}} \mathbf{H} d\mathbf{B}. \quad (6)$$

До виразів (5), (6) приходять зазвичай з рівнянь електромагнетного поля в нерухомому безвтратному середовищі, записаних у векторах

$$\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = -\nabla \times \mathbf{E}; \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} = \nabla \times \mathbf{H}. \quad (7)$$

Помножимо перше з цих рівнянь скалярно на  $\mathbf{E}$ , а друге – на  $\mathbf{H}$  і додамо результати один до одного. Якщо тепер розглядати процес у деякому замкнутому об'ємі  $V$ , обмеженому замкнутою поверхнею  $S$ , то одержимо

$$-\int_V \left( \mathbf{E} \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} + \mathbf{H} \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \right) dV = \int_S (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) dS, \quad (8)$$

Ліва частина співвідношення (8) трактується як зменшення електромагнетної енергії  $\partial w/\partial t$  у деякому замкнутому об'ємі, а права свідчить, що вона тратиться на випромінювання.

Таким чином

$$dw = dw_E + dw_M = \mathbf{E} d\mathbf{D} + \mathbf{H} d\mathbf{B}. \quad (9)$$

Інтегруючи (9), приходимо до (6).

У випадку лінійного середовища вирази (6) спрощуються

$$w_E = \frac{\mathbf{E}\mathbf{D}}{2}; w_M = \frac{\mathbf{H}\mathbf{B}}{2}. \quad (10)$$

З позиції теорії поля величини (10) постульовані так: *електрична та магнетна енергії локалізовані в полі й розподілені за об'ємом з цілком певною густиною*. Відома спроба довести (10) [1], але вона не витримує критики. Вирази енергії поля постульовані, бо їх можна одержати багато, а який з них правильний встановити поки що неможливо, а ці є найпростіші.

Вирази (2) кажуть про те, що вектори  $\mathbf{E}$  й  $\mathbf{B}$  є основні вектори, а до  $\mathbf{D}$  й  $\mathbf{H}$  приходимо через параметри середовища. Це ще переконливіше підтверджує силова характеристика поля (сила Лоренца), яка відтворює результат експерименту

$$\mathbf{F} = q(\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B}), \quad (11)$$

де  $\mathbf{F}$  – вектор сили;  $\mathbf{v}$  – вектор швидкості.

За результатами найновіших досліджень [2-4] можна підійти до питання електромагнетної енергії дещо прискіпливіше. У [2, 3] показано, що на підставі енергетичного підходу рівняння (7) одержати неможливо, а лише рівняння вектор-потенціалу, а вже потім через заміни (1), (2) можна прийти й до (7). Енергетичний підхід значно ускладнюється у випадку нелінійних середовищ. Його вперше реалізовано в [3], але автору згідно з (1) довелося у виразі (6) відмовитися від поняття електричної енергії  $w_E$  на користь електричної кінетичної коенергії  $w_{EC}$

$$w_{EC} = \int_0^{\mathbf{E}} \mathbf{D} d\mathbf{E}, \quad (12)$$

подібно до того, як це зроблено в теорії електричних кіл [4], де автори скористались поняттям магнетної кінетичної коенергії.

Виникає резонне питання [3]: кінетична коенергія розрахункова величина, чи за нею криється глибокий фізичний зміст? – Перша відповідь напрошується сама собою: уже те, що такі універсальні закони фізики як закон збереження енергії й принцип найменшої дії, які стоять за принципом Гамільтона-Остроградського, не можуть провадити до фізичних законів природи, виходячи з енергетичних перетворень нефізичної величини. Але постарасмося в цьому розібратися дещо детальніше. Хоч ми й не отримаємо вичерпної відповіді, але дещо проллємо світло на проблему.

Для зручності обидві підінтегральні функції (6) і (12) запишемо в матричній формі

$$w_E = \int_0^{D_0} \mathbf{E}_{0t} d\mathbf{D}_0; \quad w_{EC} = \int_0^{E_0} \mathbf{D}_{0t} d\mathbf{E}_0, \quad (13)$$

де  $\lambda_0(\boldsymbol{\lambda} = \mathbf{D}, \mathbf{E}) = (\lambda_x, \lambda_y, \lambda_z)$  – колонки проекцій векторів електричного поля в декартових координатах.

Запишемо зв'язки обох колонок у вигляді

$$\mathbf{D}_0 = \mathbf{E}'\mathbf{E}_0; \quad d\mathbf{D}_0 = \mathbf{E}''d\mathbf{E}_0, \quad (14)$$

де  $\mathbf{E}', \mathbf{E}''$  – матриці статичних і диференціальних електричних проникностей [2]

$$\mathbf{E}' = \text{diag}(\varepsilon', \varepsilon', \varepsilon'), \quad \varepsilon' = \frac{D}{E}, \quad E = \sqrt{E_x^2 + E_y^2 + E_z^2}, \quad (15)$$

$$\mathbf{E}'' = \frac{d\mathbf{E}'}{dE} \mathbf{E} + \mathbf{E}', \quad (16)$$

Матриця (16) заповнена, її елементи згідно з (15), (16) будуть

$$\varepsilon_{i,k} = (\varepsilon'' - \varepsilon')E_i E_k + \kappa_{ik} \varepsilon'; \quad \varepsilon'' = dD/dE, \quad (17)$$

причому  $\kappa_{ik}$  – символ Кронекера.

Надамо виразам (13) згідно з (14) вигляду

$$w_E = \int_0^{E_0} \mathbf{E}_{0t} \mathbf{E}'' d\mathbf{E}_0; \quad (18)$$

$$w_{EC} = \int_0^{E_0} (\mathbf{E}_{0t} \mathbf{E}'_t) d\mathbf{E}_0 \quad (19)$$

Як бачимо, вирази енергії й коенергії відрізняються лише матрицями електричних проникностей. У виразі енергії фігурує матриця диференціальних параметрів, а у виразі коенергії – матриця статичних.

В обох випадках – енергії й коенергії – силові характеристики електричного поля шукатимемо на підставі (5), (20) за просторовим градієнтом

$$\mathbf{F}_E = -\nabla \int_V \int_0^{E_0} \mathbf{E}_{0t} \mathbf{E}'' d\mathbf{E}_0 dV = -\int_V \int_0^{E_0} \nabla \mathbf{E}_{0t} \mathbf{E}'' d\mathbf{E}_0 dV; \quad (20)$$

$$\mathbf{F}_{EC} = -\nabla \int_V \int_0^{E_0} (\mathbf{E}_{0t} \mathbf{E}'_t) d\mathbf{E}_0 dV = -\int_V \int_0^{E_0} \nabla (\mathbf{E}_{0t} \mathbf{E}'_t) d\mathbf{E}_0 dV. \quad (21)$$

Покажемо, що вирази (20) і (21) приводять до того самого результату. Для чого достатньо довести рівність

$$\nabla (\mathbf{E}_{0t} \mathbf{E}'_t) = \nabla \mathbf{E}_{0t} \mathbf{E}'' . \quad (22)$$

Розпишемо ліву частину (22) так

$$\nabla (\mathbf{E}_{0t} \mathbf{E}'_t) = \nabla \mathbf{E}_{0t} \mathbf{E}'_t + \mathbf{E}_{0t} \nabla \mathbf{E}'_t . \quad (23)$$

причому

$$\nabla \mathbf{E}'_t = \nabla \mathbf{E}_{0t} \mathbf{E}'_t / d \mathbf{E}_{0t} . \quad (24)$$

Підставляючи (24) в (23) й беручи до уваги (16), одержимо

$$\nabla (\mathbf{E}_{0t} \mathbf{E}'_t) = \nabla \mathbf{E}_{0t} (\mathbf{E}'_t + \mathbf{E}_{0t} d\mathbf{E}'_t / d\mathbf{E}_{0t}) = \nabla \mathbf{E}_{0t} \mathbf{E}'' . \quad (25)$$

Якщо взяти до уваги, що згідно з (17):  $\mathbf{E}'_t = \mathbf{E}''$ , то рівність (22) доведено. Водночас звертаємо увагу, що в (16), (22) – (25) ми оперуємо не планарними, а об'ємними матрицями!

## КІНЕТИЧНА ЕНЕРГІЯ ЕЛЕКТРОМАГНЕТНОГО КОЛА

У теорії кіл кінетичну енергію й коенергію записують у вигляді

$$W_M = \int_0^{\Psi_0} i_{0t} d\Psi_0, \quad W_{MC} = \int_0^i \Psi_{0t} di_0, \quad (26)$$

де  $i_0, \Psi_0$  – колонки струмів і потокозчеплень котушок індуктивності кола.

Рівняння зв'язку обох колонок будуть подібні до (14)

$$\Psi_0 = L' i_0; \quad d\Psi_0 = L'' di_0, \quad (27)$$

де  $L', L''$  – матриці статичних і диференціальних індуктивностей.

Силові характеристики шукатимемо з врахуванням (27) на підставі (5), (26), (27) за просторовим градієнтом

$$\mathbf{F}_M = -\nabla \int_0^{\Psi_0} i_{0t} L'' di_0 = -\int_0^{\Psi_0} \nabla i_{0t} L'' di_0, \quad (28)$$

$$\mathbf{F}_{MC} = -\nabla \int_0^i i_{0t} L'_t di_0 = -\int_0^i \nabla (i_{0t} L'_t) di_0. \quad (29)$$

Рівність

$$\nabla (i_{0t} L'_t) = \nabla i_{0t} L' . \quad (30)$$

доводиться аналогічно як і (22).

## ВИСНОВКИ

1. Кінетична енергія й коенергія в нелінійному середовищі не дорівнюють одна одній, так як підінтегральні вирази відрізняються матрицями параметрів – диференціальними й статичними. Але градієнти їхні є однакові! Отже й силові характеристики поля вони забезпечують однакові! А тому з точки зору практичних наслідків вони є взаємозамінні.

2. Оскільки кінетична коенергія в принципі Гамільтона-Остроградського єдина, що задовольняє енергетичному принципу найменшої дії, то її доцільно вважати також істинною енергетичною характеристикою поля. Але, щоб говорити про її фізичний зміст, поки що не достатньо наукових аргументів, а це значить, що питання залишається поки що далі відкритим.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Нетушил А.В., Поливанов К.М. Теория электромагнитного поля. – М.: Госэнергоиздат, 1956.
- [2] Чабан В. Электромагнетное поле. – Львів: вид-во Тараса Сороки, 2006, 396 с.
- [3] Чабан А. Математичне моделювання коливних процесів в електромеханічних системах. – Львів: Вид-во Тараса Сороки, 2007, 310 с.
- [4] Уайт Д., Вудсон Г. Электромеханическое преобразование энергии (пер. з англійської). – М.-Л.: Энергия, 1964. – 528 с.

Надійшла 14.04.2008

## ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ВОЗБУЖДЕНИЯ ВИХРЕВЫХ ТОКОВ В ПЛОСКИХ ЛИСТОВЫХ МЕТАЛЛАХ

Батыгин Ю.В., д.т.н., проф., Чаплыгин Е.А.  
Харьковский Национальный автомобильно-дорожный университет  
Украина, 61002, Харьков, ул. Петровского, 25, "Автомобильная электроника"  
тел. (057) 700-38-52, E-mail: batygin@kpi.kharkov.ua, chaplygin\_e\_a@mail.ru.

*Запропонована та описана методика прямого вимірювання індукованих струмів у плоских листових заготовках індукторних систем для магніто-імпульсної обробки металів. Проведені експерименти підтвердили достовірність теоретичних висновків про змінення часової форми індукованих сигналів у порівнянні зі струмом індуктора при зниженні робочих частот діючих полів. Для гармонічного процесу зсув за фазою між збуджуючим та індукованим сигналами складає  $\sim \pi/2$ .*

*Предложена и описана методика прямого измерения индуцированных токов в плоских листовых заготовках индукторных систем для магнитно-импульсной обработки металлов. Проведенные эксперименты подтвердили достоверность теоретических выводов об изменении временной формы индуцированных сигналов по сравнению с током индуктора при понижении рабочих частот действующих полей. Для гармонического процесса сдвиг по фазе между возбуждающим и индуцированным сигналами составляет  $\sim \pi/2$ .*

В работах [1, 2] проведен теоретический анализ электродинамических процессов возбуждения вихревых токов в плоских листовых металлах при магнитно-импульсной обработке металлов.

Идеализированные приближения в совокупности со строгими расчётами, выполненными без упрощающих допущений, показали, что в случае резкого поверхностного эффекта (хороший массивный проводник) индуцированный ток является зеркальным отражением тока в индукторе. Направления токов – противоположны. В случае экспоненциально затухающего гармонического сигнала это соответствует сдвигу по фазе  $\sim \pi$ . Данный факт известен, но в проведенном исследовании он является лишь иллюстрацией, оттеняющей особенность электромагнитных процессов, появляющуюся при работе низкими частотами действующих полей и достаточно тонкостенными металлами. В этом случае временная зависимость индуцированного тока трансформируется в производную тока индуктора. Для экспоненциально затухающей синусоиды сдвиг по фазе между ними сокращается до величины  $\sim \pi/2$ .

Проведенные вычисления требуют реальных измерений для определения достоверности полученных результатов и логического завершения затронутых вопросов.

Целью настоящей работы являются экспериментальные исследования процессов возбуждения вихревых токов в различных временных режимах действующих полей. Объект исследования – листовые металлы в плоских одновитковых индукторных системах для магнитно-импульсной обработки металлов. Источник мощности – экспериментальный стенд, специально созданный для адекватного моделирования реальных электромагнитных процессов. Фактически, стенд представляет собой модельную магнитно-импульсную систему, работающую в слаботочном режиме многократного повторения разрядных импульсов, следующих с частотой, кратной рабочей частоте напряжения питающей промышленной сети (50

Гц, 25 Гц и т.д.). Периодически повторяющаяся картинка разряда формируется в устойчивое стационарное изображение на экране осциллографа (аналогия со стробоскопическим эффектом!). Стенд позволяет проводить необходимые измерения при низких напряжениях и относительно малых токах в объектах исследования [3].

В отличие от широко используемых датчиков индукционного типа, известных в специальной литературе как пояса Роговского [4, 5], для измерения индуцированных токов была предложена и реализована схема, где измеряемый ток в соответствии с законом Ома будет прямо пропорционален снимаемому сигналу. Последний факт является несомненным преимуществом настоящего предложения в сравнении с индукционными системами измерения, поскольку оно не требует включения в схему специальных преобразователей (интеграторов), существенно ограничивающих практические возможности индикационных устройств данного типа.

Принципиальная схема прямого измерения вихревых токов и её возможной реализации приведены на рис. 1.

Из физических соображений, представляется, что вихревые токи текут по круговым контурам, центры которых совпадают с геометрическим центром листовой заготовки. Если выполнить радиальный разрез и в разрыв подключить активное сопротивление, то на краях разреза индуцированный ток разветвляется на три составляющие –  $I=I_1+I_2+I_3$ .

Первая составляющая –  $I_1$  протекает по металлу заготовки вдоль разреза к её центру (активное сопротивление –  $R_1$ ), вторая –  $I_2$  – через разрез (ёмкость –  $C$ ), наконец, третья –  $I_3$  должна протекать через подключённое активное сопротивление –  $R_3$ . Вне разреза индуцированный ток замыкается через эквивалентную индуктивность –  $L$  и активное сопротивление –  $R$  так, как это показано на эквивалентной схеме замещения рис. 1а.

Данная схема позволяет провести необходимые

оценки и сформулировать требования к подключённому активному сопротивлению –  $R_3$ , с которого снимается сигнал и подаётся на вход осциллографа.

Если удовлетворяются неравенства  $\{R_3 \ll (\omega \cdot L); R_3 \ll (1/\omega \cdot C); R_3 \ll R_1\}$ , то, весь индуцированный ток сосредоточится в подключённом активном сопротивлении –  $R_3$ . Поскольку снимаемый сигнал – это напряжение –  $U$ , то собственно ток будет равен  $J=U/R_3$ . Таким образом, имеет место индикация вихревых токов не по их временным производным, а по пропор-

циональному сигналу с коэффициентом пропорциональности  $\sim 1/R_3$ .

Как показывают численные оценки, в качестве активного сопротивления –  $R_3$ , с которого снимается сигнал, подаваемый на осциллограф, может служить перемычка в радиальном разрезе листовой заготовки (см. рис. 1б). Величина её сопротивления легко устанавливается известным соотношением, в которое входит удельное сопротивление металла заготовки. Последнее должно определяться отдельно.

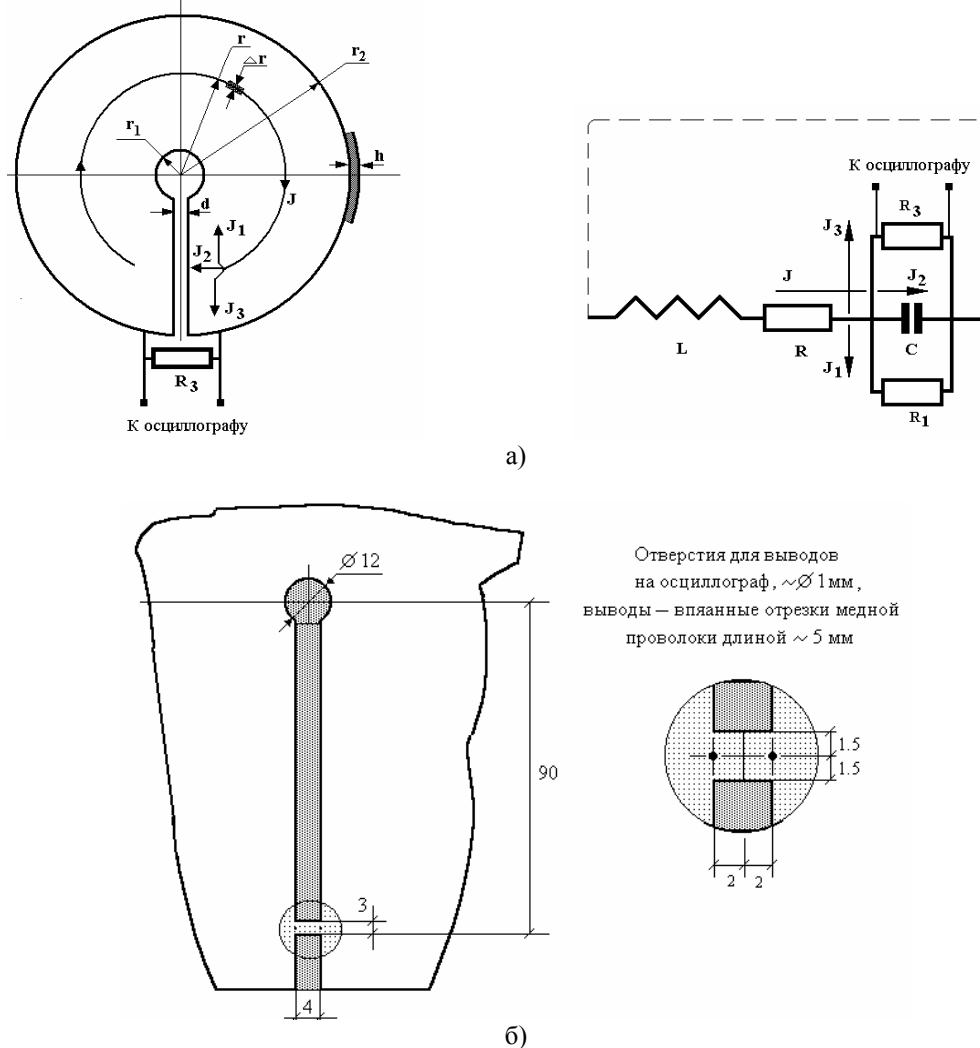


Рис. 1. Прямое измерение суммарной величины вихревых токов, индуцированных в листовой заготовке(а) принципиальная электрическая схема замещения; б) листовая заготовка с радиальным разрезом и перемычкой)

В экспериментах использовалась листовая заготовка  $br$  нержавеющей стали с относительной магнитной проницаемостью  $\mu_r \approx 1$ , удельной электропроводностью  $\gamma \approx 0.133 \cdot 10^7$  (1/Ом·м) (определялась экспериментально) и толщиной  $d \approx 0.75$  мм.

Геометрия перемычки:  $0.004 \text{ м} \times 0.003 \text{ м} \times 0.00075 \text{ м}$ . Величина сопротивления составляла  $R_3 \approx 0.0013$  Ом.

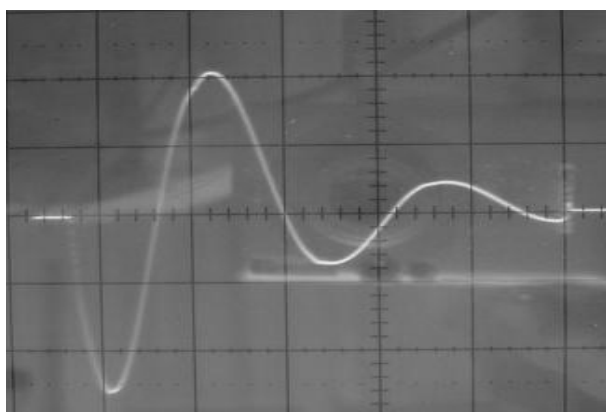
Источником магнитного поля, действующего на заготовку, служил индуктор из алюминия толщиной  $\sim 0.5$  мм с поперечными размерами  $\{R_1=54 \text{ мм}, R_2=64 \text{ мм}\}$ .

К электрическому выходу экспериментального стенда индуктор подключался через импульсные трансформаторы, позволявшие варьировать не только

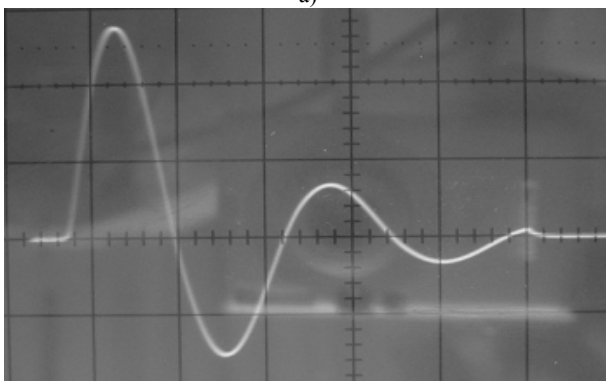
временные, но и амплитудные, характеристики токовых импульсов.

Основные результаты измерений индуцированных токов при различных рабочих частотах действующего магнитного поля представлены ниже в виде осциллограмм на рисунках 2 и 3.

Для экспериментальных значений рабочих частот величины скин-слоя составляют  $\delta_{33 \text{ кГц}} \approx 0.0024$  м,  $\delta_{1.33 \text{ кГц}} \approx 0.0012$  м. Отношения толщины образца к величинам эффективной глубины проникновения поля будут равны  $d/\delta_{33 \text{ кГц}} \approx 3.1$ ,  $d/\delta_{1.33 \text{ кГц}} \approx 0.0625$ .

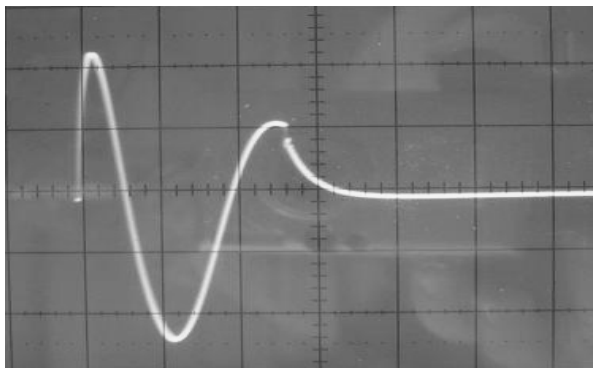


а)

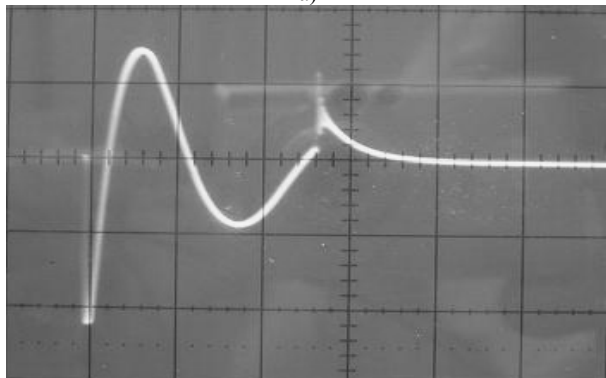


б)

Рис. 2. Осциллограммы токов в индукторной системе при частоте 33 кГц (а - токовый импульс в индукторе; б - токовый импульс, индуцированный в металле листовой заготовки)



а)



б)

Рис. 3. Осциллограммы токов в индукторной системе при частоте 1.33 кГц, (а - токовый импульс в индукторе; б - токовый импульс, индуцированный в металле листовой заготовки)

В первом случае диффузия поля, как показывают приведенные численные оценки, весьма незначительна. Как следует из осциллограммы на рис. 2, имеет место небольшое различие временной формы индуцированного сигнала и тока индуктора. Это различие просматривается в начальной фазе процесса. С определенной степенью условности данный режим взаимодействия поля с экспериментальным образцом можно рассматривать как режим резкого поверхностного эффекта. С практической точки зрения изменением временной формы индуцированного сигнала по сравнению с током индуктора можно пренебречь.

Во втором случае рабочая частота понижается почти в  $\sim 30$  раз. Проникновение магнитного поля становится много существеннее. Растёт искажение временной зависимости вихревых токов на фронте импульса. Этот факт наглядно иллюстрирует ранее отмеченную особенность электромагнитных процессов на низких частотах. Временная зависимость индуцированного тока трансформируется в производную тока индуктора. Для экспоненциально затухающей синусоиды сдвиг по фазе между ними действительно сокращается до величины  $\sim \pi/2$ .

#### ВЫВОДЫ

1. Предложена и описана методика прямого измерения индуцированных токов в плоских листовых заготовках индукторных систем для магнитно-импульсной обработки металлов. Несомненными преимуществами предложения являются прямая пропорциональность измеряемого тока снимаемому сигналу и отсутствие каких-либо дополнительных преобразующих устройств.

2. Проведенные эксперименты подтвердили достоверность теоретических выводов об изменении временной формы индуцированных сигналов по сравнению с током индуктора при понижении рабочих частот действующих полей. Временная зависимость вихревых токов стремится к производной тока индуктора. Для гармонического процесса сдвиг по фазе между возбуждающим и индуцированным сигналами составляет  $\sim \pi/2$ .

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Чаплыгин Е.А., Особенности токов индуцированных низкочастотным полем одновиткового соленоида в плоских листовых металлах // *Электротехника и электромеханика // Журнал*. – Харьков: Изд-во НТУ "ХПИ". – 2005. - №3. – С. 69-73.
- [2] Батыгин Ю.В., Чаплыгин Е.А., Вихревые токи в плоских металлических заготовках. // *Электротехника и электромеханика // Журнал*. – Харьков: Изд-во НТУ "ХПИ". – 2005. – №5. – С. 54-59.
- [3] Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Хименко Л.Т., Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий. Том 1. Издание второе, переработанное и дополненное. Под общей ред. д.т.н., проф. Батыгина Ю.В. Харьков: Изд. "МОСТ-Торнадо". 2003.- 288 с.
- [4] Кнопфель Г. ,Сверхсильные импульсные магнитные поля. – М.: Мир, 1972. – 392 с.
- [5] Окунь И. З., Измерение разрядных токов поясами Роговского // *Приборы и техника эксперимента*. – 1968. - №6. – С. 120–126.

Поступила 17.12.2007

## ВЛИЯНИЕ ДИССИПАЦИИ ЭНЕРГИИ В ПРИПОВЕРХНОСТНЫХ СЛОЯХ ИЗОЛЯЦИИ ЖИЛ НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПОТЕРИ В КАБЕЛЯХ

Беспрозванных А.В., доц., к.т.н., Набока Б.Г., проф., д.т.н.  
 Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"  
 Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21 кафедра "Электроизоляционная и кабельная техника"  
 тел. (057) 707-60-10, E-mail: Bezprozvannych@kpi.kharkov.ua, Naboka@kpi.kharkov.ua

*Речовини, які образуються при експлуатації кабелів, осідають на поверхні ізолюваних жил. Вони є предвісниками старіння самої ізоляції. Виявити ці приповерхневі прошарки можливо за результатами вимірювань тангенса кута діелектричних втрат. При цьому захисна полівінілхлоридна оболонка суттєво впливає на результати вимірювань. За рахунок тангенціальної складової напруженості електричного поля вдається виявити дисіпацію енергії приповерхневими прошарками. Різниця по  $\text{tg}\delta$  становить майже порядок на частоті 10 кГц при реалізації складних схем обстеження з тангенційною складовою зондуючого електричного поля. Це є ознакою, що приповерхневі прошарки нерівномірно розподілені в осерді кабеля.*

*Вещества, образующиеся при эксплуатации кабелей, осаждаются на поверхности изолированных жил. Они являются предвестниками старения самой изоляции. Выявить приповерхностные слои возможно по результатам измерений тангенса угла диэлектрических потерь. При этом защитная поливинилхлоридная оболочка существенно влияет на результаты измерений. Диссипацию энергии приповерхностными слоями можно обнаружить за счет тангенциальной составляющей электрического поля. Разница по  $\text{tg}\delta$  составляет порядок на частоте 10 кГц при реализации сложных схем обследования с тангенциальной составляющей зондирующего поля. Это есть свидетельство неравномерного распределения приповерхностных слоев в поперечном сечении кабеля.*

### ВВЕДЕНИЕ

В процессе эксплуатации кабелей под действием электрического поля, температуры, влаги, радиации происходит старение изоляции. Продукты разложения изоляции, оболочки осаждаются на поверхности изолированных жил. Они являются первыми признаками процесса старения. Обнаружить легколетучие продукты, окисление изоляции можно по повышенному значению тангенса угла диэлектрических потерь  $\text{tg}\delta$  изолированных жил кабеля [1–7].

На рисунке 1 приведена фотография сердечника кабеля КППВГ-2,5х27 со снятой защитной поливинилхлоридной (ПВХ) оболочкой. Кабель с сечением жилы 1,5 мм<sup>2</sup> правильной повивной скрутки с 27-ю жилами: внутренний центральный (I) повив состоит из трех жил, второй (II) - из 9, третий наружный (III) - из 15.

Видна різниця окраски поліетиленової ізоляції зовнішнього (А - III) і внутрішніх (В - I+II) повивів кабелю. Зовнішня – більш темна за рахунок тривалого контакту з ПВХ оболочкою. На поверхні ізоляції – сліди пластифікатора, який мігрував з ПВХ оболочкі.

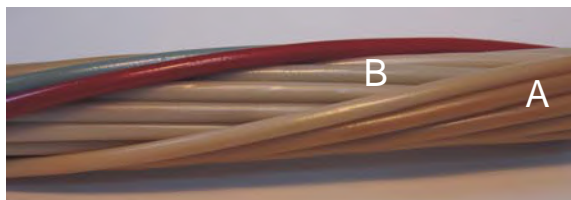


Рис. 1. Внешний вид отрезка кабеля КППВГ-27х2,5 после 20 лет эксплуатации

*Напрашивается вопрос: можно ли заметить следы загрязнения на поверхности изолированных жил по результатам измерений тангенса угла диэлектрических потерь?*

*Цель статьи – анализ влияния рассеяния энергии приповерхностными слоями изоляции жил на потери в кабеле.*

На рис. 2-3 приведены результаты измерений тангенса угла диэлектрических потерь внешнего (А) и внутренних (В) повивов для двух схем измерений.

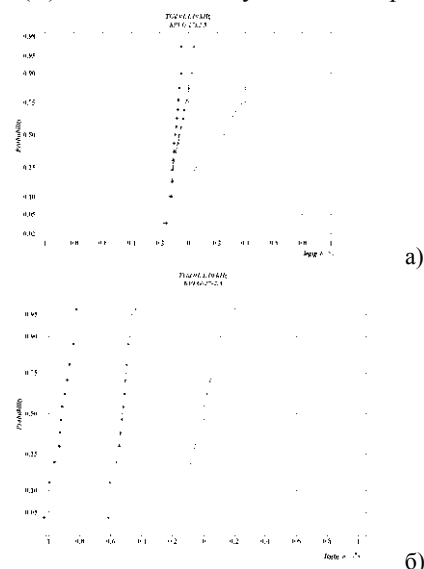


Рис. 2. Интегральные функции распределения  $\text{tg}\delta$  изолированных жил внешнего (а) и внутренних (б) повивов для симметричной схемы измерений: каждая жила – против всех остальных

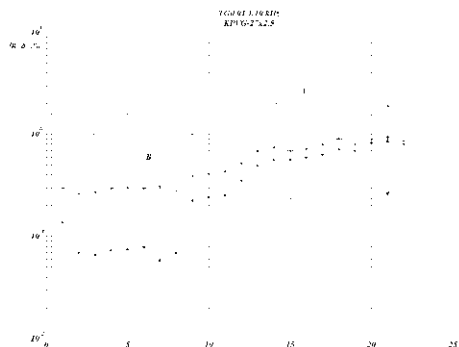


Рис. 3. Динамика изменений тангенса угла диэлектрических потерь от числа задействованных жил при измерении 27-жильного кабеля КППВГ

Для жил внутренних повивов разброс значений мал на всех трех частотах, что является свидетельством однородности изоляции в поперечном сечении. Загрязнений там нет. Для жил внешнего повива минимальное значение  $\text{tg} \delta$  составляет 0,22%, максимальное - 0,94%, т.е. тангенс угла диэлектрических потерь отличается в 4,3 раза.

### МОДЕЛЬНЫЙ ОБЪЕКТ 1. ИЗОЛИРОВАННАЯ ЖИЛА С ПРИПОВЕРХНОСТНЫМ СЛОЕМ

Для выяснения причин разброса рассмотрим модельный объект – одиночную изолированную жилу (рис. 4а). Пусть на поверхности изоляции жилы образовался слой с повышенной проводимостью. Представим изолированную жилу с приповерхностным слоем схемой замещения (рис. 2б). Найдем диэлектрические потери в такой системе в зависимости от долевого содержания  $h_i / h$  слоя поверхностной проводимости и его удельного сопротивления  $\rho_i$ .

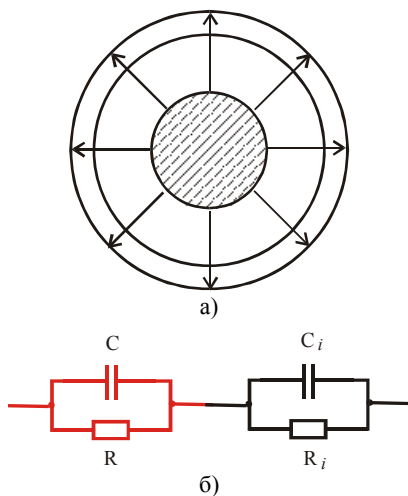


Рис. 4. Модель изолированной жилы с приповерхностным слоем повышенной проводимости (а) и ее схема замещения (б):  $R, C$  – параметры изоляции жилы;  $R_i, C_i$  – параметры слоя повышенной проводимости на поверхности изоляции

Изоляция и приповерхностный слой включаются последовательно при условии, что вектор электрического поля нормально падает на границу раздела. Тогда, переходя от параллельных схем замещения каждого слоя к последовательным, получим:

а) для изоляции жилы

$$\text{tg} \delta = \frac{1}{R\omega C}; \quad C_s = C(1 + \text{tg} \delta^2); \quad R_s = \frac{\text{tg} \delta}{\omega C_s}; \quad (1)$$

б) для приповерхностного слоя (i)

$$\text{tg} \delta_i = \frac{1}{R_i \omega C_i}; \quad C_{is} = C_i(1 + \text{tg} \delta_i^2); \quad R_{is} = \frac{\text{tg} \delta_i}{\omega C_{is}}, \quad (2)$$

где индексы  $s$  означают последовательные схемы замещения компонентов.

Тогда общее активное последовательное сопротивление равно:

$$R_{os} = R_s + R_{is}, \quad (3)$$

а общая емкость –

$$\frac{1}{C_{os}} = \frac{1}{C_s} + \frac{1}{C_{is}}. \quad (4)$$

Результирующий тангенс угла диэлектрических потерь равен:

$$\text{tg} \delta_{os} = R_{os} \omega C_{os}. \quad (5)$$

Таким образом, последовательность формул (1) – (5) описывает искомый тангенс угла диэлектрических потерь  $\text{tg} \delta_{os}$  через параметры схемы замещения каждого слоя.

Выразим параметры схем замещения каждого слоя через известные толщины  $h$ , относительные диэлектрические проницаемости  $\epsilon$  и удельные сопротивления  $\rho$ :

а) для изоляции кабеля

$$C = \frac{\epsilon \epsilon_0 S}{h}; \quad R = \rho \frac{h}{S}; \quad (6)$$

б) для полупроводящего покрытия по изоляции

$$C_i = \frac{\epsilon_i \epsilon_0 S_i}{h_i}; \quad R_i = \rho_i \frac{h_i}{S_i}, \quad (7)$$

где для площадей  $S$  указанных слоев можно записать:

$$S = 2\pi(r + h/2); \quad S_i = 2\pi(r + h + h_i/2). \quad (8)$$

Если электрическое поле скользит вдоль изоляции и приповерхностного слоя, то есть к нормальной составляющей добавляется и тангенциальная, то слои включаются параллельно. Найдем результирующий тангенс угла диэлектрических потерь по параллельной схеме замещения  $\text{tg} \delta_{op}$  слоев изоляции и приповерхностного слоя (см. формулы 1 – 2, 6 – 7):

$$\text{tg} \delta = \frac{1}{R\omega C}, \quad \text{tg} \delta_i = \frac{1}{R_i \omega C_i} \quad (9)$$

- тангенсы углов диэлектрических потерь изоляции и приповерхностного слоя;

$$\frac{1}{R_{op}} = \frac{1}{R} + \frac{1}{R_i} \quad (10)$$

- общее активное параллельное сопротивление;

$$C_{op} = C + C_i \quad (11)$$

- общая емкость;

$$\text{tg} \delta_{op} = 1 / (R_{op} \omega C_{op}) \quad (12)$$

- результирующий тангенс угла диэлектрических потерь.

Численные оценки по (1) – (12) выполним для жилы сечением 2,5 мм<sup>2</sup> с толщиной полиэтиленовой изоляции, равной радиусу жилы.

Пусть удельное электрическое сопротивление приповерхностного слоя меняется от  $\rho_i = 10^2$  до  $10^{14}$  Ом·м.

Расчет произведем для двух частот: 100 Гц и 10 кГц. Значения  $\text{tg} \delta$  изоляции положим равными 0,1% и 0,005% соответственно. Эти значения получены на основании измерений изоляции жилы кабеля КПВГ с помощью накладных электродов.

Результаты расчетов по (5) и (12) представлены на рис. 4.

Из зависимостей рис. 5 следует ряд выводов.

Во-первых, при нормальном падении вектора электрического поля к приповерхностному слою (согласно рис. 4а) заметить появление последнего можно только в случаях, когда его удельное сопротивление находится в интервале  $\rho_i = 10^7 \div 10^9$  (для частоты 100 Гц) и  $\rho_i = 10^5 \div 10^7$  Ом·м (для частоты 10 кГц). При больших значениях  $\rho_i$  рассеяние энергии в приповерхностном слое уменьшается в результате уменьшения потерь на проводимость. При меньших значениях - из-за уменьшения падения напряжения на приповерхностном слое.

Во-вторых, заметить по приращению  $\text{tg} \delta$  появление слоев повышенной приповерхностной проводимости из-за окисления полимера можно только на



определенном этапе процесса старения, а именно, когда  $\rho_i$  окажется в интервале  $10^7$  (для частоты 100 Гц) или  $10^5$  Ом·м (для частоты 10 кГц). При последующем старении будет наблюдаться снижение  $\text{tg}\delta$ , хотя проводимость поверхностного слоя будет продолжать нарастать. В этих случаях тангенс угла диэлектрических потерь возрастает, практически, в 10 раз, при относительной толщине слоя всего 1,1% от толщины изоляци жилы.

В-третьих, приповерхностные слои наиболее отчетливо проявляются на частоте 10 кГц, т.е. следует ожидать более высокую чувствительность измерений на этой частоте: (сравни рис. 5а и 5б).

Таким образом, загрязняющие приповерхностные слои можно выявить по результатам измерений тангенса угла диэлектрических потерь.

Однако в кабеле КПВГ внешний повив изолированных жил находится в тесном контакте с защитной ПВХ оболочкой (нет разделительных элементов). Очевидно, в процессе измерений зондирующее электрическое поле будет проникать и в защитную оболочку. Результаты измерений будут отражать и потери энергии в самой полярной оболочке.

## 2. ИЗОЛИРОВАННАЯ ЖИЛА С ПРИПОВЕРХНОСТНЫМ СЛОЕМ И ЗАЩИТНОЙ ПВХ ОБОЛОЧКОЙ

Для трехэлементного объекта: изолированная жила, приповерхностный слой и защитная оболочка результирующий  $\text{tg}\delta$  определяется на основании (1-12) с учетом оболочки.

На рис. 6 представлены результаты расчета результирующего  $\text{tg}\delta$  изолированной жилы с приповерхностным слоем толщиной 100 мкм и защитной ПВХ оболочкой разной толщины. Видно, что приповерхностные слои можно заметить только в случае относительной доли оболочки менее 0,1% от толщины изоляции. При более высоких значениях наблюдается маскировка загрязняющих слоев высокопотерьной защитной оболочкой.

### СРАВНЕНИЕ РАСЧЕТНЫХ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ДАННЫХ

В реальной конструкции кабеля (см. рис.1) защитная оболочка контактирует с изолированными жилами внешнего повива (А) не по всей поверхности, а частично. Естественно, доля энергии, накопленной в оболочке кабеля, будет меньше, чем в модельном объекте. Найдем доли энергии, накапливаемой в изоляции, приповерхностных слоях и оболочке для 27-жильного кабеля при разных схемах обследования.

Примем толщину приповерхностного слоя постоянной для всех жил и равной 10 мкм. Сечение жилы 2,5 мм<sup>2</sup>. Толщина ПВХ оболочки  $\Delta=0,6$  мм. Относительные диэлектрические проницаемости: изоляции  $\epsilon=2,1$ ; приповерхностного слоя  $\epsilon_i=2*2,1$ ; ПВХ оболочки  $\epsilon_2=4,1$  на частоте 10 кГц. Ограничимся случаями, когда потенциальными являются жилы с 1-й по 13-ю включительно, а далее будем к ним добавлять еще по одной жиле. Выбор схемы обследования отражается, прежде всего, на области пространства, где возникает зондирующее электрическое поле (рис. 7).

Если для рис. 7а, где 13 жил потенциальные, 14 – нулевые, поменять полярности всех жил: 14 жил станут потенциальными, 13 – нулевыми, поле в центральной части кабеля будет занимать ту же самую область и не изменится по величине (рис. 8).

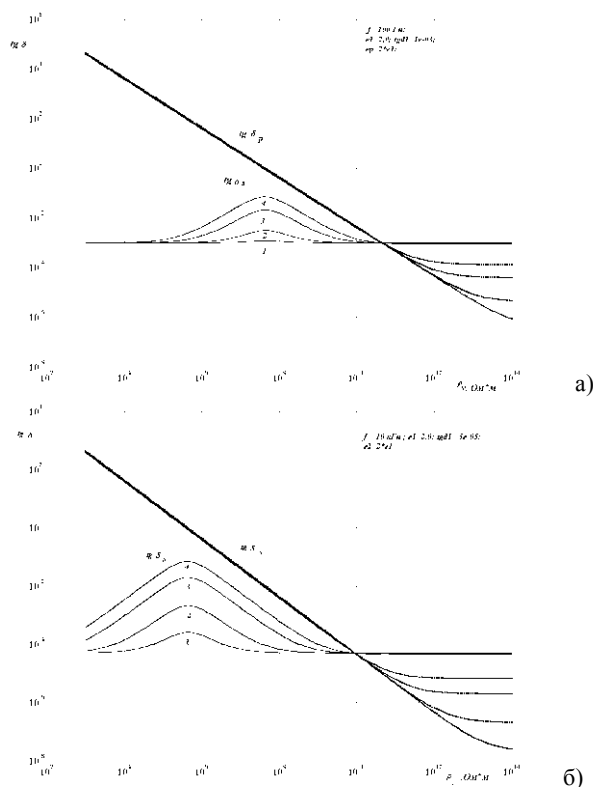


Рис. 5. Зависимости тангенса угла потерь изоляции жилы от объемного удельного электрического сопротивления приповерхностного слоя на частотах 100 Гц (а) и 10 кГц (б). Относительная толщина слоя  $h_i/h$  составляет: 1 – 0,11; 2 – 1,1%; 3 – 11%; 4 – 45%

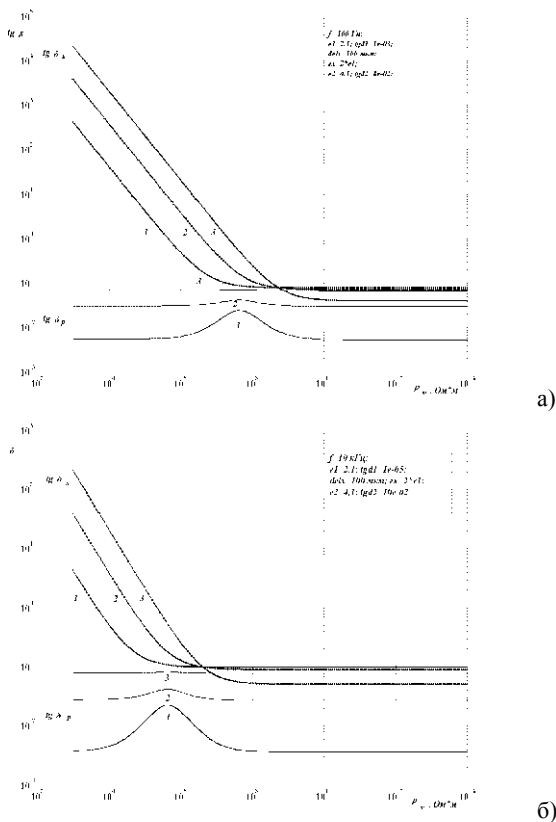
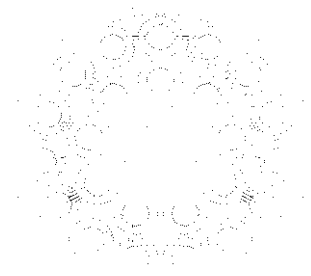
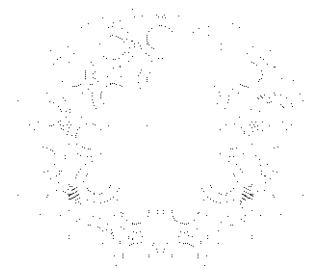


Рис. 6. Результирующий тангенс угла диэлектрических потерь изоляции, приповерхностного загрязнения и ПВХ оболочки при разных долевых содержаниях последней. Толщина ПВХ оболочки составляет от толщины изоляции: 1 – 0,1% ( $\Delta=1$  мкм); 2 – 1% (10 мкм); 3 – 10% (100 мкм)



а) 13 потенциальных жил – против 14 нулевых жил



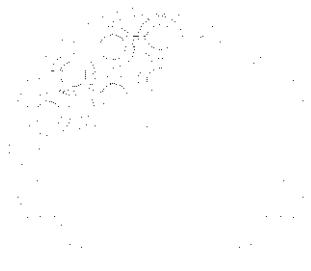
б) 15 потенциальных жил – против 12 нулевых жил



в) 17 потенциальных жил – против 14 нулевых жил



г) 21 потенциальная жила – против 6 нулевых жил



д) 25 потенциальных жил – против 2-х нулевых жил

Рис. 7. Картины силовых линий электрического поля при обследовании многожильного кабеля по разным схемам

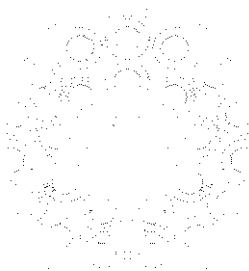


Рис. 8. То же, что и на рис. 6а, только 13 нулевых жил – против 14 потенциальных жил

С увеличением числа потенциальных жил растет объем пространства, охваченного полем до тех пор, пока соседние жилы с одинаковым потенциалом не начнут экранировать друг друга (рис. 9).

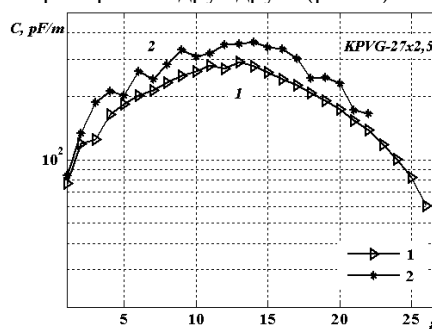


Рис. 9. Зависимости емкости отрезка кабеля КПВГ-27х2,5 от числа задействованных жил: 1 – расчетная; 2 – экспериментальная. Нумерация жил – из центра против часовой стрелки - наружу кабеля. Измеряется емкость  $i$  параллельно включенных жил относительно (27-  $i$ ) остальных

Как видно из табл. 1, емкость опыта начинает сильно уменьшаться по мере увеличения числа потенциальных жил - от 312 пФ/м до 65 пФ/м. В то же время долевые содержания энергии, накопленной в изоляции жил и в приповерхностных слоях изменяются мало:  $\eta$  – от 0,56 до 0,51;  $\eta_i$  – от 0,07 до 0,055. В ПВХ оболочке – сильнее:  $\eta_2$  – от 0,017 до 0,081, т.е. в 4, 8 раза.

Таблица 1  
Емкость опыта и долевые содержания энергии, накопленной в изоляции жил, приповерхностных слоях и оболочке при разных схемах обследования 27 – жильного кабеля КПВГ

Схема обследования:	Совокупная емкость, пФ/м	Доля энергии, накопленной в изоляции всех жил $\eta$	Доля энергии, накопленной в приповерхностном слое $\eta_i$	Доля энергии, накопленной в ПВХ оболочке $\eta_2$
13 жил – против (27-13) = 14 жил	312	0,56	0,0695	0,017
15 жил – против (27 – 15) = 12 жил	279	0,56	0,069	0,023
17 жил – против (27 – 17) = 10 жил	249	0,56	0,069	0,028
19 жил – против (27 – 19) = 8 жил	204	0,55	0,065	0,041
21 жила – против (27 – 21) = 6 жил	164	0,54	0,065	0,053
23 жилы – против (27 – 23) = 4 жил	126	0,522	0,061	0,053
25 жил – против (27 – 25) = 2 жилы	87,8	0,52	0,059	0,074
26 жил – против (27 – 26) = 1 жилы	64,7	0,51	0,055	0,081

Разброс расчетных значений доли энергии определяет разброс значений тангенса угла диэлектрических потерь ПВХ оболочки. Он также равен 4,80%.

Данные расчета хорошо согласуются с результатами измерений, представленными на рис. 2а и 3: разброс  $\text{tg}\delta$  для изолированных жил внешнего повива (А)

составляет 4,3%. Различие связано с упрощенной моделью расчета.

Таким образом, ПВХ оболочка оказывает сильное влияние на результаты измерений  $\text{tg}\delta$  изолированных жил внешнего повива. Диссипация энергии в приповерхностных слоях не проявляется на фоне потерь в оболочке.

Однако, заметить загрязнения можно, выполняя измерения всех изоляционных промежутков между жилами в кабеле. Для 27-жильного кабеля число промежутков составляет  $(27 \times 26)/2 = 351$ . Общее число опытов для 27 жил будет равно:

$$M = n + (n-1) + (n-2) + \dots + 2 = ((n+2)/2) * (n-1) = ((27+2)/2) * (27-1) = 377.$$

На рис. 10 представлены результаты измерений  $\text{tg}\delta$  для 377 опытов, которые включают:

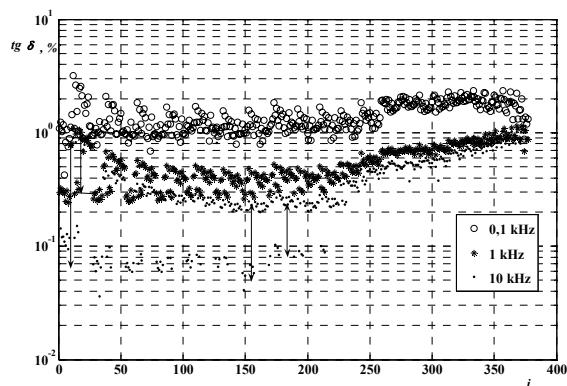


Рис. 10. Зависимости тангенса угла диэлектрических потерь отрезка кабеля КПВГ-27х2,5 от числа опытов:  $i$  меняется от 1 до 377. Отчетливо проявляется различие по  $\text{tg}\delta$  на частоте 10 кГц

1) обследования собственно характеристик изоляции каждой из жил по схеме "жила – против всех остальных": 1- $s$ ; 2- $s$ ; ...  $n$ - $s$ . ( $s$  обозначает все остальные жилы, кроме выбранной;  $s = n-1$ ). Таких опытов – 27.

При таких обследованиях вектор зондирующего электрического поля падает нормально на границу раздела изоляция – приповерхностный слой.

2) сложные схемы зондирования с экранированием областей, расположенных между одноименно заряженными жилами:

1,2-( $s-1$ ); 1,3-( $s-1$ ); ... 1,  $n$ -( $s-1$ ); - таких опытов – 26;  
1,2,3-( $s-2$ ); 1,2,4-( $s-2$ ); ... 1,2,  $n$ -( $s-2$ ); - таких опытов – 25; ... 1,2,3,...( $n-2$ ) –  $n$ ; - таких опытов – 2.

При реализации сложных схем возникают как нормальные, так и тангенциальные составляющие зондирующего электрического поля на границе раздела.

Это схемы с плавающим электродом - шупом, который зондирует, как изоляцию, так и приповерхностные слои. Для таких схем наблюдается сильное, на порядок, различие по  $\text{tg}\delta$  на частоте 10 кГц (см. рис. 10).

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, за счет тангенциальной составляющей напряженности электрического поля, возникающей на поверхности изоляции жил, увеличивается вклад приповерхностных слоев с повышенными потерями на общий тангенс угла потерь конструкции. Удастся выявить диссипацию энергии слоями загрязнения на фоне потерь в ПВХ оболочке. Причем, наиболее существенны потери на частоте 10 кГц – верхней границе звукового диапазона.

Однако доля энергии, накопленной в приповерхностных слоях, почти постоянна для разных схем обследования. Поэтому наблюдаемые экспериментально различия в величине  $\text{tg}\delta$  при разных схемах обследования связаны, по-видимому, в большей мере с неравномерным распределением по сечению кабеля веществ, рассеивающих энергию, а не с изменением структуры зондирующего поля.

Приповерхностные слои не являются стабильными и устойчивыми образованиями.

Поведение и свойства загрязнений определяются внешними воздействующими факторами. Со временем может происходить миграция легколетучих составляющих из приповерхностных слоев и кабеля в целом. Под действием температуры и электрического поля конденсированная влага с поверхности изолированных жил может испаряться [2–4]. Радиация может приводить к дополнительной шивке изоляции [5]. В результате диссипация энергии приповерхностными слоями уменьшается, что приводит к уменьшению измеряемого тангенса угла диэлектрических потерь  $\text{tg}\delta$ . Это необходимо учитывать при оценке технического состояния кабелей.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Беспрозванных А.В. Анализ матрицы коммутации при восстановлении частичных емкостей и тангенса угла диэлектрических потерь многожильных кабелей методом совокупных измерений. - *Электротехника і електромеханіка*. 2007, № 1 - С. 62 - 66.
- [2] Беспрозванных А.В. Сравнительный анализ поперечной структуры незаполненных и заполненных телефонных кабелей по результатам прямых измерений емкости и тангенса угла диэлектрических потерь. - *Электротехника і електромеханіка*. 2007, № 5 - С. 61 - 65.
- [3] Беспрозванных А.В. Гигроскопическое увлажнение телефонного кабеля с полиэтиленовой оболочкой. - *Электротехника і електромеханіка*. 2005, №4. - С. 40 - 44.
- [4] Беспрозванных А.В. Старение телекоммуникационных кабелей в процессе эксплуатации в условиях повышенной влажности // *Вестник НТУ "ХПИ"*. Харьков: НТУ "ХПИ", 2006, N28. - С. 3-6.
- [5] Беспрозванных А.В., Набока Б.Г., Морозова Е.В. Радиационная стойкость кабелей общепромышленного назначения. - *Электротехника і електромеханіка*. 2006, №3. - С. 82 - 86.
- [6] Беспрозванных А.В. Диэлектрическое сканирование поперечной структуры многожильных кабелей АЭС методом совокупных измерений // *Тезисы докладов на X Международной конференции "Безопасность АЭС и подготовка кадров – 2007"* (1 - 4 октября 2007 г., Обнинск, РФ).
- [7] Беспрозванных А.В., Набока Б.Г. Методика оценки технического состояния кабелей по параметрам межфазного пространства // *Труды четвертой Международной научно-технической конференции "Электрическая изоляция-2006"*, 16-19 мая 2006 г., Санкт-Петербург, Из-во Политехнического ун-та, С. 190 -192. - 2006.

Поступила 17.04.2008

## КОМПАКТНЫЙ МНОГОМОДУЛЬНЫЙ ГЕНЕРАТОР ИМПУЛЬСОВ ТОКА НА 2 МА

Бойко Н.И., д.т.н., Евдошенко Л.С., Зароченцев А.И., Иванов В.М.  
 НИПКИ "Молния" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт",  
 Украина, 61013, Харьков, ул. Шевченко, 47 НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ",  
 тел. (057)7076183, факс (057) 707-61-83, E-mail: eft@kpi.kharkov.ua

*Розроблено компактний 32-х модульний генератор імпульсів з сумарним струмом у навантаженні ~ 2 МА. Описано механізм синхронного включення повітряних (при атмосферному тиску) тригатронів модулів в умовах, коли обидва основних електроди до пробоя тригатрону не мають гальванічного зв'язку з заземленням. Наведено методіку настройки тригатронів модулів для паралельної роботи.*

*Разработан компактный 32-х модульный генератор импульсов с суммарным током в нагрузке ~ 2 МА. Описан механизм синхронного включения воздушных (при атмосферном давлении) тригатронов модулей в условиях, когда оба основных электрода до пробоя тригатрона не имеют гальванической связи с заземлением. Приведена методика настройки тригатронов модулей для параллельной работы.*

### ВВЕДЕНИЕ

Высоковольтные электроразрядные системы, в том числе системы с индуктивным накоплением энергии и плазменными прерывателями тока, используются для научных исследований и для реализации современных высокоэффективных разрядно – импульсных технологий разрушения, дробления и диспергирования непластичных материалов, очистки сточных вод, для интенсификации добычи полезных ископаемых из недр земли и др. В первом приближении последовательность работы плазменного прерывателя тока заключается в следующем. Вблизи нагрузки импульсного генератора создается плазменная перемычка между земляным и потенциальным электродами. Ток генератора протекает первоначально по этой перемычке, при этом происходит частичная (или полная) передача энергии из емкостного накопителя в индуктивный. При определенных условиях проводимость плазменной перемычки и ток резко уменьшаются, генерируется э.д.с. по закону электромагнитной индукции, и накопленная в индуктивности энергия переключается в нагрузку. Использование систем с индуктивным накоплением энергии и плазменными прерывателями тока дает возможность увеличить мощность импульсных генераторов, уменьшать длительность импульса, устранять предимпульсы, создавать компактные и дешевые мощные импульсные генераторы и ускорители [1].

### СОСТОЯНИЕ ПРОБЛЕМЫ

Источником плазменной перемычки могут быть расположенные по периметру нагрузки коаксиальные пушки, на которые разряжаются конденсаторы через газовые разрядники. Синхронное включение пушек на нагрузку наталкивается на определенные трудности, связанные с обеспечением параллельного включения газовых разрядников, количество которых может достигать нескольких десятков. В случае несинхронного включения газовых разрядников нельзя достичь равномерного распределения плазменной перемычки по всему периметру нагрузки, что снижает амплитуду тока генератора.

Одним из путей удешевления генератора импульсов тока (ГИТ) является использование воздуш-

ных разрядников вместо газонаполненных, требующих дополнительных затрат на газовую изоляцию и техническое обслуживание при эксплуатации. Поэтому при разработке данного ГИТ из соображений экономии средств было принято решение о применении воздушных тригатронов в качестве коммутаторов в модулях генератора. При обеспечении синхронного срабатывания нескольких десятков воздушных тригатронов возникают трудности, связанные с минимизацией разброса времени срабатывания тригатронов и с созданием многоканального генератора импульсов управления тригатронами. Совместно с тем обстоятельством, что нагрузкой модуля является разрядный промежуток (ни один из основных электродов тригатрона до его срабатывания не соединен гальванически с заземленным токопроводом), и с требованием минимальной индуктивности разрядного контура модуля – не более 100 нГн, достижение одновременного срабатывания нескольких десятков воздушных тригатронов представляет непростую научно – техническую задачу.

**ЦЕЛЬ ИССЛЕДОВАНИЙ** - разработка и создание компактного многомодульного генератора с амплитудой суммарного тока ~ 2 МА для создания плазменной перемычки в нагрузке, представляющей собой параллельные разрядные промежутки по поверхности диэлектрика в вакууме.

### КОНСТРУКЦИЯ МОДУЛЯ ГИТ

С целью выполнения требования по индуктивности разрядного контура модуль ГИТ конструктивно выполнен единым блоком "конденсатор – разрядник – нагрузка". Для этого в НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" при научном руководстве д.т.н. В.В. Рудакова были разработаны и изготовлены низкоиндуктивные конденсаторы (фрагмент корпуса конденсатора обозначен позицией 1 на рис. 1) КИМ – 121 емкостью 0,6 мкФ на напряжение 30 кВ. Авторами были созданы воздушные тригатроны и модули в сборе. К высоковольтному выводу конденсатора – фланцу 2 крепится присоединительный фланец корпуса 3 тригатрона. Высоковольтный вывод 4 конденсатора является одновременно основным электродом тригатрона.

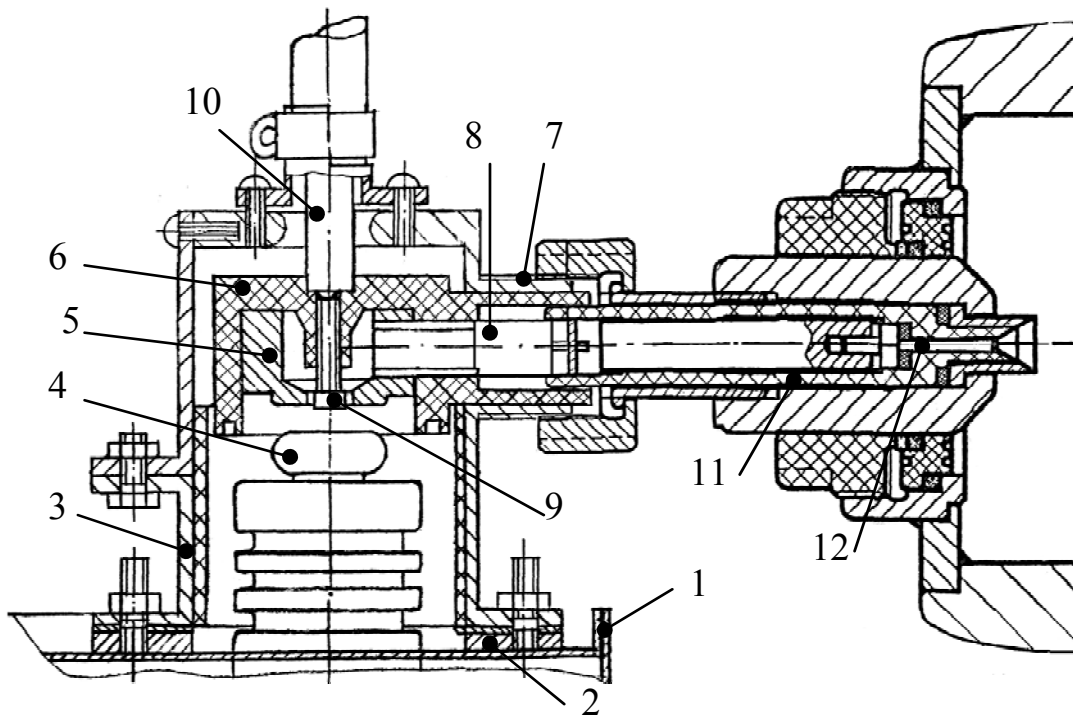


Рис. 1. Схематическое изображение конструкции модуля ГИТ

Второй основной электрод 5 отделен от корпуса тригатрона капролоновым изолятором 6, запрессованным в трубчатом фланце 7 корпуса тригатрона. Диаметр рабочей поверхности основных электродов – 32 мм. Со стороны фланца 7 в электрод 5 ввинчен токопроводный стержень 8 для подключения к нагрузке. Управляющий электрод 9 Ø 8 мм размещен в отверстии Ø 12 мм электрода 5. Путем ввинчивания в изолятор 6 электрода 9 регулируется величина его выступа над рабочей поверхностью электрода 5 от 0 до 2 мм. Жила кабеля 10, подключенного к генератору управляющих импульсов, соединяется с электродом 9. Нагрузкой модуля ГИТ является разрядный промежуток по поверхности трубчатого диэлектрика 11 в вакууме между внутренним проводником 12, соединенным со стержнем 8, и корпусом нагрузки. Последний гальванически связан с корпусами тригатрона и конденсатора. Таким образом, к высоковольтному выводу накопительного конденсатора модуля коаксиально подключен тригатрон, к которому также коаксиально подключена нагрузка, что позволяет минимизировать индуктивность разрядного контура модуля ГИТ и его габариты. Высота модуля (без кабеля управления) – 270 мм, ширина – 80 мм, длина – 280 мм. Внутренний диаметр кольца, по которому расположены 32 модуля ГИТ в рабочем положении, равен 1600 мм.

#### СХЕМА ГЕНЕРАТОРА ИМПУЛЬСОВ ТОКА

Принципиальная электрическая схема разработанного компактного ГИТ приведена на рис. 2. Отличительной особенностью генератора является то, что нагрузкой каждого модуля генератора является разрядный вакуумный промежуток  $Z_n$ . Поэтому основной электрод 5 (см. рис. 1), в котором установлен управляющий электрод 9, не связан гальванически с зазем-

ленным токопроводом, что обычно имеет место в схемах с использованием тригатронов [2]. Практикуется размещение управляющего электрода в высоковольтном электроде [3]. Однако в данном случае осуществление такого технического решения привело бы к увеличению индуктивности разрядного контура модуля, что недопустимо. Положительная полярность зарядного напряжения была определена условиями технического задания на разработку. После заряда накопительного конденсатора модуля электрод 5 приобретает небольшой положительный потенциал из-за наличия емкостного делителя напряжения, образованного конструктивными емкостями в тригатроне. В отличие от тригатронов субмегавольтного и мегавольтного диапазона, в тригатронах на десятки киловольт амплитуда управляющего импульса может превышать по величине амплитуду напряжения между основными электродами. Поэтому вопреки [2], где рекомендуется оптимальный выбор амплитуды управляющего импульса (амплитуда управляющего импульса не должна превышать величину  $0,1 \div 0,15$  от амплитуды рабочего напряжения тригатрона на сотни киловольт), для надежного срабатывания тригатрона с малой величиной разброса времени запаздывания пробоя было решено увеличить в 2 раза амплитуду импульса управления по сравнению с амплитудой рабочего напряжения тригатрона. Заряд накопительных конденсаторов  $C_{осн}$  модулей ГИТ и конденсатора  $C_y$  в схеме формирования управляющих импульсов происходит от одного повышающего трансформатора Т. Удвоение напряжения на  $C_y$  по сравнению с  $C_{осн}$  обеспечивается схемой удвоения, собранной на элементах  $C, VD_2, VD_3$ . В отверстии заземленного электрода пускового разрядника  $P_y$  расположен "управляющий" стальной стержень. Когда включает-

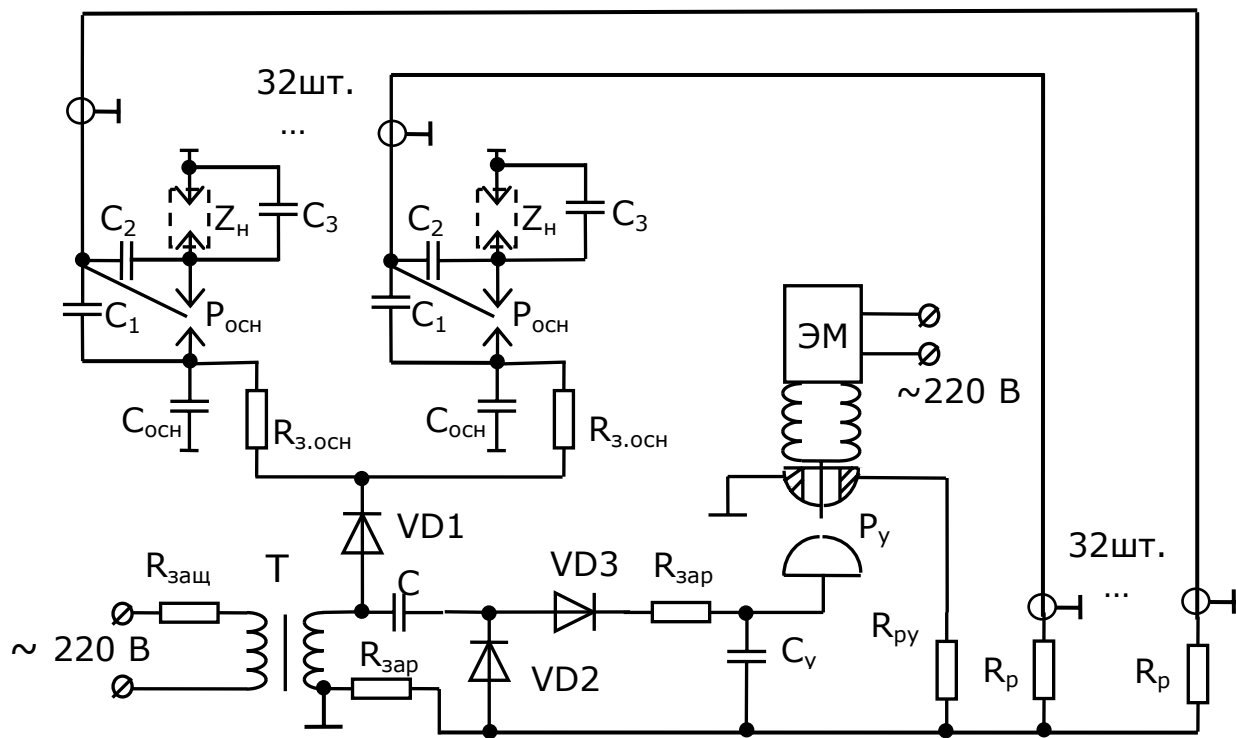


Рис. 2. Схема принципиальная электрическая 32-х модульного генератора импульсов тока

ся электромагнит ЭМ, стержень выдвигается в разрядный промежуток, и происходит срабатывание  $P_y$ . В результате на резисторе  $R_{пу}$  формируется отрицательный импульс управления, который через резисторы  $R_p$  по кабелям РК 50 – 11 – 11 длиной 3 м поступает на управляющие электроды 9 тригатронов  $P_{очн}$  модулей.

#### ПРОЦЕСС КОММУТАЦИИ ТРИГАТРОНА

В тригатроне между его электродами имеются следующие конструктивные емкости, влияющие на процесс срабатывания.  $C_1$  – между основным электродом 4 и управляющим электродом 9;  $C_2$  – между основным электродом 5 и управляющим электродом 9;  $C_3$  – между соединенными проводниками 8, 12 и корпусом нагрузки (емкость нагрузки). Остальные конструктивные емкости тригатрона не оказывают существенного влияния на процесс его срабатывания. Тригатрон спроектирован таким образом, что выполняется соотношение  $C_1 < C_2 \approx 4 C_1 \ll C_3$ . При заряде до +25 кВ накопительного конденсатора  $C_{очн}$  модуля происходит заряд и накопительных емкостей  $C_1 \div C_3$ . При этом основной электрод 5 оказывается под небольшим потенциалом  $U_+$  (из – за образующегося емкостного делителя напряжения из указанных конструктивных емкостей). Электрическое поле в разрядных промежутках 4 – 9 (между электродами 4 и 9) и 5 – 9 близко к однородному. После подачи отрицательного управляющего импульса амплитудой  $\sim 50$  кВ на электрод 9 одновременно в этих разрядных промежутках происходит резкое искажение электрического поля. Из – за увеличившейся разности потенциалов на промежутке 4 – 9 с 25 кВ до  $\sim 75$  кВ происходит дозаряд емкости  $C_1$ . Емкость  $C_2$  промежутка 5 – 9 под действием выросшей разности потенциалов на ней до  $(-50 \text{ кВ} + U_+)$  перезаряжается, как и емкость  $C_3$ . Максимальное значение напряжения управляющего импульса отрицательной полярности на последовательно соединенных емкостях  $C_2$  и  $C_3$  может составить 50 кВ. В результате увеличения абсолютной величины потенциала на острой кромке стержневого электрода 9 возникает резко неоднородное электрическое поле с высокой напряженностью. Когда амплитуда импульса управления достигает напряжения зажигания, на острой кромке электрода 9 появляется импульсная корона. Она становится дополнительным источником эффективных электронов, порождающих электронные лавины, развивающиеся затем в стримеры.

По мере роста амплитуды управляющего импульса одновременно в промежутках 4 – 9 и 5 – 9 развиваются ионизационные процессы, приводящие в конечном итоге к перекрытию этих промежутков каналами стримеров и затем – искровыми каналами. Ионизации разрядного промежутка нагрузки при этом не происходит из – за небольшой величины напряжения  $U$ , на нем. Вследствие большей по величине первоначальной разности потенциалов (сразу после прихода управляющего импульса) и большей степени искажения поля (в системе "стержень – плоскость") в промежутке 4 – 9 он, вероятно, пробивается первым, а за ним и промежуток 5 – 9. Пробой этих промежутков могут произойти и одновременно. В результате замыкается основной разрядный промежуток между электродами 4 и 5. При этом электрод 5 приобретает потенциал +25 кВ, под действием которого пробивается разрядный промежуток нагрузки. Энергия, запасенная в накопительном конденсаторе модуля, выделяется в разрядном канале искры, образуя плазменную перемычку в нагрузке.

По мере роста амплитуды управляющего импульса одновременно в промежутках 4 – 9 и 5 – 9 развиваются ионизационные процессы, приводящие в конечном итоге к перекрытию этих промежутков каналами стримеров и затем – искровыми каналами. Ионизации разрядного промежутка нагрузки при этом не происходит из – за небольшой величины напряжения  $U$ , на нем. Вследствие большей по величине первоначальной разности потенциалов (сразу после прихода управляющего импульса) и большей степени искажения поля (в системе "стержень – плоскость") в промежутке 4 – 9 он, вероятно, пробивается первым, а за ним и промежуток 5 – 9. Пробой этих промежутков могут произойти и одновременно. В результате замыкается основной разрядный промежуток между электродами 4 и 5. При этом электрод 5 приобретает потенциал +25 кВ, под действием которого пробивается разрядный промежуток нагрузки. Энергия, запасенная в накопительном конденсаторе модуля, выделяется в разрядном канале искры, образуя плазменную перемычку в нагрузке.

## МЕТОДИКА НАСТРОЙКИ ТРИГАТРОНОВ МОДУЛЕЙ ДЛЯ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ РАБОТЫ

В процессе подготовки модулей для параллельной работы необходимо обеспечить для всех тригатронов одинаковое время  $t_3$  запаздывания пробоя, т.е. его минимальный разброс. На первом этапе работы были определены эти характеристики для одного тригатрона. Первоначально эксперименты проводились при следующих условиях: - управляющий электрод 9 был установлен так, чтобы он выступал внутрь основного разрядного промежутка над поверхностью основного электрода 5 на 1 мм; - амплитуда отрицательного импульса управления равнялась 25 кВ. Посредством медной перемычки стальной стержень 8 был соединен с корпусом тригатрона. Элемент генератора в составе конденсатора и тригатрона располагался отдельно, без системы вакуумирования. Расстояние между основными электродами тригатрона регулировалось путем изменения высоты дистанционных стальных шайб между соединительными фланцами корпуса тригатрона и корпуса конденсатора. При величине основного межэлектродного расстояния 12 мм статическое пробивное напряжение равнялось  $(27 \div 27,5)$  кВ, т.е. зарядное напряжение величиной 25 кВ составляло  $(0,91 \div 0,92)$  напряжения самопробоя. Время  $t_3$  фиксировалось осциллографом С8 – 14 следующим образом. Запуск развертки осциллографа осуществлялся сигналом с первого омического делителя напряжения, подключенного к резистору  $R_{py}$ , на котором формировался отрицательный управляющий импульс. Второй омический делитель был подключен к медной перемычке между концом стержня 8 и корпусом тригатрона, и сигнал с него поступал на вход осциллографа. Длины кабелей, соединяющих делители с осциллографом, были одинаковыми. Длина кабеля от резистора  $R_{py}$  до управляющего электрода 9 равнялась 3 м, т.е. время прохождения сигнала по этому кабелю  $\sim 15$  нс вычиталось из времени  $t_3$ , фиксируемого на развертке осциллографа. В экспериментах при указанных условиях время  $t_3$  было нестабильным и составляло  $(120 \div 180)$  нс. Объяснение этому мы видим в том, что, вероятно, при величине выступа управляющего электрода 9 внутрь основного межэлектродного промежутка на  $\sim 1$  мм первоначальная зона искажения поля не занимала весь основной промежуток. Поэтому требовался еще некоторый интервал времени для развития ионизационных процессов от границы зоны первоначальной ионизации (за счет импульсной короны с острых кромок электрода 9) до поверхности электрода 4. Для увеличения зоны первоначальной ионизации постепенно была увеличена длина выступа электрода 9 вглубь промежутка до 1,4 мм, когда время  $t_3$  сократилось до 80 нс при разбросе  $\Delta t_3 \approx 15$  нс. Однако при этом пришлось увеличить основное межэлектродное расстояние до 13,5 мм. Такое же расстояние между основными электродами 4 и 5 и величина выступа управляющего электрода 9, равная 1,4 мм, были установлены в остальных тригатронах. Затем в процессе настройки сигнал с делителя, подключенного к медной перемычке первого (настроенного) тригатрона, подавался на запуск развертки осциллографа, а вто-

рой делитель поочередно подключался к аналогичной перемычке остальных тригатронов модулей. Регулируя в них в небольших пределах величину выступа электрода 9, добивались требуемых величин  $\Delta t_3$ . Если сигнал не наблюдался на развертке осциллографа, то это означало, что испытуемый тригатрон сработал раньше, чем эталонный (настроенный). Чтобы убедиться в этом, кабели от делителей напряжения меняли местами в разъемах осциллографа. Величина выступа электрода 9 изменялась в пределах  $(1,3 \div 1,5)$  мм для всех настроенных тригатронов. Увеличение в 2 раза амплитуды управляющего импульса (до – 50 кВ) при той же конфигурации межэлектродных промежутков позволило уменьшить  $t_3$  до  $5 \div 12$  нс при разбросе времени  $t_3$  в несколько наносекунд.

## ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

В процессе испытаний исследовалась величина времени разброса срабатывания тригатронов при их одновременном включении с помощью 4 – х канального осциллографа типа Tektronix с полосой пропускания 500 МГц. Известно, например [4], что сокращение длительности фронта управляющего импульса позволяет уменьшить время запаздывания пробоя тригатрона. С этой целью в экспериментах была предпринята попытка по уменьшению длительности фронта управляющего импульса. Для этого в разрывы жил кабелей, используемых для передачи импульсов управления, были включены шаровые обостряющие разрядники. Таким путем удалось укоротить длительность фронта импульса с  $\sim 20$  нс до  $\sim 12$  нс. Однако вследствие большого разброса времени пробоя обостряющих разрядников также увеличился разброс времени срабатывания тригатронов модулей, поскольку управляющие импульсы приходили на них не одновременно. Поэтому в дальнейшем от обостряющих разрядников в данном генераторе пришлось отказаться, поскольку при ранее полученной длительности фронта импульса обеспечивался допустимый разброс времени запаздывания тригатронов. При зарядном напряжении 25 кВ разброс во времени срабатывания любой группы из 4 – х модулей ГИТ при синхронном включении 32 модулей не превышал  $\sim 25$  нс.

На рис. 3 приведена осциллограмма импульса напряжения в виде искры, замыкающей конец стального стержня 8 и трубчатый фланец 7. В начале осциллограммы виден импульс управления отрицательной полярности. Величина времени задержки между приходом импульса управления тригатрона и моментом начала спада напряжения на нагрузке в данном случае не превышает 20 нс.

Собственная индуктивность накопительного конденсатора модуля с разрядником (при разряде конденсатора на медную перемычку) равнялась 69 нГн. Величина активного сопротивления разрядного контура, определенная расфигуровкой осциллограммы, приведенной на рис. 4, составила 0,072 Ом. Амплитуда тока в медной перемычке (эквиваленте нагрузки) достигала 60 кА.

Элементы ГИТ отработали без отказов  $\sim 2 \cdot 10^3$  циклов "заряд – разряд", гарантированный ресурс конденсаторов и разрядников модулей  $10^5$  циклов.

Удельная энергия емкостного накопителя модуля составляет 124 Дж/дм<sup>3</sup>. Суммарная запасаемая энергия в модулях ГИТ составляет 6 кДж, потребляемая мощность при заряде генератора не превышает 500 Вт.

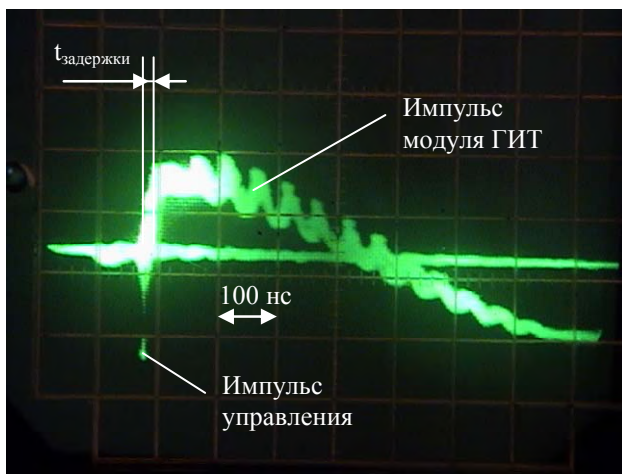


Рис. 3. Осциллограмма импульса напряжения положительной полярности на нагрузке (в виде последовательного соединения искры длиной 3 мм и медной перемычки) ГИТ с импульсом управления отрицательной полярности

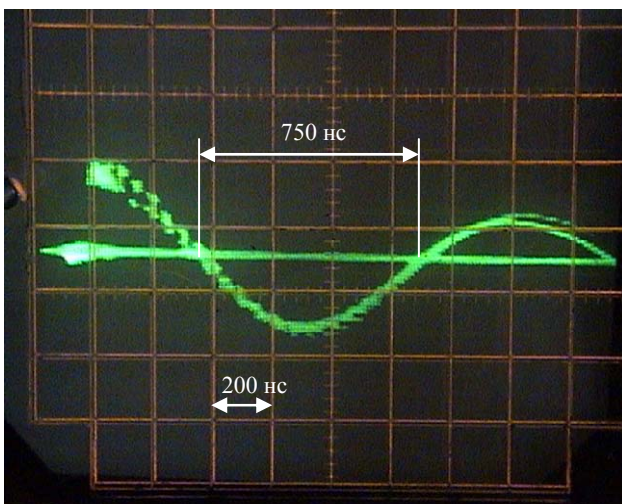


Рис. 4. Осциллограмма импульса напряжения на эквиваленте нагрузки (медная перемычка)

На рис. 5 приведена фотография одного из 32-х модулей генератора тока. Вес одного модуля составляет не более 8,5 кг (без кабеля управления).

#### ВЫВОДЫ

1. В условиях, когда ни один из основных электродов не имеет гальванической связи с землей, достигнуто стабильное синхронное включение 32-х воздушных при атмосферном давлении тригатронов с разбросом времени включения  $\leq 25$  нс при управляющем импульсе отрицательной полярности.

2. При синхронном включении тригатронов амплитуда импульса управления (- 50 кВ) в 2 раза превышала по модулю амплитуду основного напряжения (+ 25 кВ) при отношении длин основного и поджигающего промежутков, равном  $\sim 7$ .

3. Амплитуда суммарного тока компактного ГИТ в нагрузке – 32 – х искровых промежутках – составляет  $\sim 2$  МА при запасаемой энергии емкостных накопителей 6 кДж.

4. Помимо описанного применения разработанный компактный ГИТ может быть использован в электроразрядных технологиях, где требуется синхронное образование нескольких десятков разрядных искровых каналов.

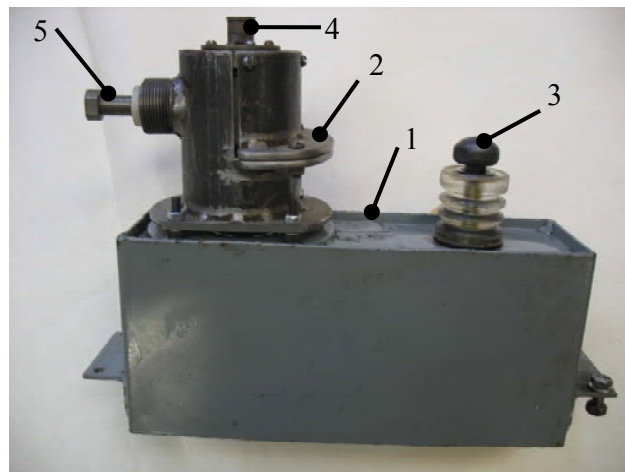


Рис. 5. Фотография модуля генератора импульсов тока: 1 – накопительный конденсатор модуля; 2 – воздушный тригatron модуля; 3 – второй высоковольтный вывод конденсатора для подключения зарядного кабеля, соединенный накоротко с первым – высоковольтным электродом тригатрона); 4 – место крепления кабеля управления; 5 – потенциальный вывод тригатрона для подключения нагрузки

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Месяц Г.А. Импульсная энергетика и электроника / Г.А. Месяц. – М.: Наука, 2004. – 704 с.
- [2] Ковальчук Б.М., Кремнев В.В., Поталицын Ю.Ф. Сильноточные наносекундные коммутаторы. Новосибирск, Наука, 1979. – 176 с.
- [3] Валеев Р.И., Давыдов О.В., Никифоров М.Г., Харченко А.Ф., Чумаков А.А. Многоканальный мегавольтовый коммутатор с поджигом на высоком потенциале. – Высокоточные искровые и взрывные коммутаторы. Тезисы докладов совместного заседания секций научных советов АН СССР "Научные основы электрофизики и электроэнергетики" и "Проблемы мощной импульсной энергетике". Томск, 27 – 28 ноября 1986 г. - С. 77 – 78.
- [4] Дашук П.Н., Зайенц С.Л., Комельков В.С., Кучинский Г.С. и др. Техника больших импульсных токов и магнитных полей. Под ред. В.С. Комелькова. М.: Атомиздат, 1970. - 472 с.

Поступила 10.02.2008



## РАЗРЯД ЁМКОСТИ НА ПЛОСКИЙ ОДНОВИТКОВЫЙ ИНДУКТОР, РАСПОЛОЖЕННЫЙ НАД ТОНКОСТЕННОЙ ЛИСТОВОЙ ЗАГОТОВКОЙ

Бондаренко А.Ю., к.т.н., с.н.с.,  
 Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"  
 Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Инженерная электрофизика"  
 тел. (057) 707-62-45, E-mail: baiu@kharkov.ua

*Проведено теоретичний аналіз перехідного процесу в розрядному контурі ємнісного накопичувача енергії з навантаженням у вигляді плоского одновиткового індуктора, розташованого над тонкостінною заготовкою, з урахуванням проникнення електромагнітного поля в метал заготовки. Показано, що перехідний процес не робить істотного впливу на інтегральну форму розрядного струму.*

*Проведен теоретический анализ переходного процесса в разрядном контуре ёмкостного накопителя энергии с нагрузкой в виде плоского одновиткового индуктора, расположенного над тонкостенной заготовкой, с учетом проникновения электромагнитного поля в металл заготовки. Показано, что переходный процесс не оказывает существенного влияния на интегральную форму разрядного тока.*

Во многих публикациях, посвященных магнитно-импульсной обработке металлов (МИОМ), с достаточной степенью точности, считается, что временная зависимость разрядного тока описывается экспоненциально затухающей синусоидой, параметры которой не зависят от диффузии электромагнитного поля в металл заготовки и остаются неизменными в течении всего процесса разряда конденсаторной батареи [1, 2]. В действительности диффузия электромагнитного поля в металл обрабатываемой заготовки влияет на форму разрядного тока магнитно-импульсной установки (МИУ).

В работах [3-5] учтено влияние процессов проникновения электромагнитного поля в металл элементов, представляющих собой нагрузку в разрядном контуре МИУ, на параметры контура в целом. Расчеты выполнены для случая массивных проводников в режимах, близких к резкому поверхностному эффекту. Их авторами проведена оценка и показано некоторое изменение амплитудно-временных характеристик разрядного тока в начальной стадии формирования импульса.

Одним из направлений развития МИОМ в настоящее время является разработка и исследование МИУ и индукторов для выполнения операции притяжения обрабатываемой плоской заготовки к индуктору. Для выполнения указанной операции необходимы низкочастотные магнитные поля [6, 7], которые проникают сквозь обрабатываемую заготовку и процессы диффузии поля не в среду, а сквозь тонкий проводящий слой весьма значимы.

Целью работы является теоретическое исследование переходного процесса в разрядном контуре МИУ с нагрузкой в виде плоского одновиткового индуктора, расположенного над тонкостенной металлической заготовкой (рис. 1).

Уравнения Максвелла для возбуждаемых составляющих вектора электромагнитного поля ( $E_\varphi \neq 0, H_{r,z} \neq 0$ ), преобразованных по Лапласу с учётом нулевых начальных условий, имеют вид [7]:

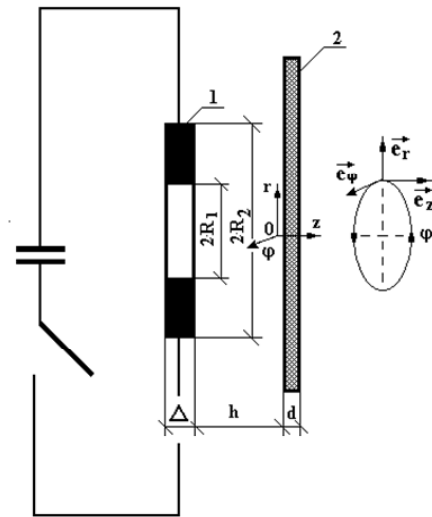


Рис. 1

1 – плоский одновитковый индуктор, 2 – листовая заготовка,  $\vec{e}_r, \vec{e}_\varphi, \vec{e}_z$  – направляющие орты цилиндрической системы координат

$$\begin{cases} \frac{\partial H_r(p,r,z)}{\partial z} - \frac{\partial H_r(p,r,z)}{\partial r} = j_\varphi(p,r,z); & (1) \\ \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r \cdot E_\varphi(p,r,z)) = -\mu_0 \cdot p \cdot H_z(p,r,z); & (2) \\ \frac{\partial E_\varphi(p,r,z)}{\partial z} = \mu_0 \cdot p \cdot H_r(p,r,z), & (3) \end{cases}$$

где  $p$  - параметр преобразования Лапласа;  $j_\varphi(t,r,z)$  - плотность стороннего тока в индукторе,  $E_\varphi(p,r,z) = L\{E_\varphi(t,r,z)\}$ ;  $H_{r,z}(p,r,z) = L\{H_{r,z}(t,r,z)\}$ ;  $j_\varphi(p,r,z) = L\{j_\varphi(t,r,z)\}$ ;  $J_\varphi(p,r,z) = j(p) \cdot f(r) \cdot \delta(z+h)$ ;  $j(p) = \frac{I(p)}{R_2 - R_1}$  - изображение плотности тока в индукторе,  $f(r)$  - функция радиального распределения тока в витке индуктора;  $\delta(z+h)$  - дельта функция Дирака.

Используем полученные в работе [7] результаты решения уравнений (1 – 3) для исследования переход-

ного процесса в разрядном контуре МИУ при низкой частоте разрядного тока. Тангенциальная компонента напряжённости электрического поля, возбуждаемого над листовой заготовкой, найдена с помощью системы уравнений относительно неизвестных постоянных интегрирования (17), (18) и выражения (11), приведенных в работе [7]. Сохраняя принятые в указанной работе обозначения, получаем, что

$$E_{\varphi}^{(1)}(p, \lambda, z) = \frac{\mu_0 \cdot p \cdot j(p) \cdot f(\lambda)}{\lambda} \times \left[ \eta(z+h) \cdot sh(\lambda(z+h)) - \frac{e^{\lambda z}}{\left(1 + \frac{\lambda}{q}\right)} \times \left( \left[ sh(\lambda h) + \frac{\lambda}{q} ch(\lambda h) \right] + \frac{2e^{-(\lambda h + qd)} \left(1 - \frac{q}{\lambda}\right)}{G(p, \lambda)} \right) \right], \quad (4)$$

где  $G(p, \lambda) = \left(1 - \frac{q}{\lambda}\right)^2 \cdot e^{-qd} - \left(1 + \frac{q}{\lambda}\right)^2 \cdot e^{qd}$ ,

$f(\lambda) = \int_{R_1}^{R_2} r J_1(\lambda \cdot r) d\lambda$  - ядро интегрального преобразования Фурье – Бесселя,  $\eta(z+h)$  - ступенчатая функция,  $q = \sqrt{\lambda^2 + p\mu_0\gamma}$ ,  $\lambda$  - параметр преобразования Фурье – Бесселя.

При  $z = -h$  из формулы (4) после тождественных преобразований получаем, что

$$E_{\varphi}^{(1)}(p, \lambda, z = -h) = -\frac{\mu_0 \cdot p \cdot j(p) \cdot f(\lambda)}{2\lambda} \times \left( 1 + e^{-2\lambda h} \cdot \frac{(\lambda - q)}{(\lambda + q)} \cdot \left( 1 + 4 \cdot \frac{q}{\lambda} \cdot \frac{e^{-qd}}{G(p, \lambda)} \right) \right). \quad (5)$$

С помощью закона электромагнитной индукции в интегральной форме и выражения (5) находим э.д.с., возбуждаемую в индукторе. При этом полагаем, что весь поток сконцентрирован во внутреннем отверстии витка.

$$p \cdot \Phi(p) = -E(p) \cdot 2\pi \cdot R_1 = \frac{\pi\mu_0 p I(p)}{\left(\frac{R_2}{R_1} - 1\right)} \cdot \int_0^{\infty} f(\lambda) J_1(\lambda R_1) \times \left( 1 + e^{-2\lambda h} \cdot \frac{(\lambda - q)}{(\lambda + q)} \cdot \left( 1 + 4 \cdot \frac{q}{\lambda} \cdot \frac{e^{-qd}}{G(p, \lambda)} \right) \right) d\lambda. \quad (6)$$

Операторное сопротивление индукторной системы находится из зависимости (6) делением на изображение тока  $-I(p)$ .

$$Z(p) = p \cdot \frac{\pi\mu_0}{\left(\frac{R_2}{R_1} - 1\right)} \cdot \int_0^{\infty} f(\lambda) \cdot J_1(\lambda R_1) \left( 1 + e^{-2\lambda h} \times \frac{(\lambda - q)}{(\lambda + q)} \cdot \left( 1 + 4 \cdot \frac{q}{\lambda} \cdot \frac{e^{-qd}}{G(p, \lambda)} \right) \right) d\lambda. \quad (7)$$

Проанализируем полученный результат для различных режимов работы системы. Для этого рассмотрим возможные физические идеализации при интенсивном проникновении поля и при резком скин-эффекте. В первом случае для  $(\gamma, \omega) \rightarrow 0$   $q \approx \lambda$ . Операторное сопротивление имеет строго индуктивный характер.

$$Z(p) \Big|_{(\gamma, \omega) \rightarrow 0} \approx p \cdot \frac{\pi\mu_0}{\left(\frac{R_2}{R_1} - 1\right)} \cdot \int_0^{\infty} f(\lambda) \cdot J_1(\lambda R_1) \cdot d\lambda. \quad (8)$$

Аналогичным образом, для режима резкого поверхностного эффекта при  $(\gamma, \omega) \rightarrow \infty$  и  $|q| \approx \sqrt{p\mu_0\gamma} \rightarrow \infty$  находим, что операторное сопротивление индукторной системы так же имеет индуктивный характер, но в его значении учитывается величина зазора между рабочей поверхностью индуктора и заготовкой. Практически это означает, что весь магнитный поток сконцентрирован между витком и заготовкой, что позволяет ожидать существенно меньшую величину сопротивления.

$$Z(p) \Big|_{(\gamma, \omega) \rightarrow \infty} \approx p \cdot \frac{\pi\mu_0}{\left(\frac{R_2}{R_1} - 1\right)} \times \int_0^{\infty} f(\lambda) \cdot J_1(\lambda R_1) \cdot (1 - e^{-2\lambda h}) \cdot d\lambda. \quad (9)$$

Выполним оценку для индукторной системы со следующей геометрией:  $R_1 = 0,05$  м,  $R_2 = 1,25$  м,

$h = 0,0005$  м, где  $R_1$  - внутренний радиус одновиткового индуктора,  $R_2$  - внешний радиус индуктора,  $h$  - расстояние между индуктором и заготовкой.

Для низкочастотного режима  $|Z(p)| \approx 1,67 \cdot 10^{-7}$  Гн. При высокой частоте  $|Z(p)| \approx 7,49 \cdot 10^{-9}$  Гн. Сравнение результатов численных оценок показывает значительную разницу в величинах сопротивлений, определяющих связь тока и напряжения на индукторе. Кроме того, полученные оценки позволяют считать, что величина и характер сопротивления должны изменяться в процессе разряда. Это означает, что возможно искажение временной формы токового импульса в индукторе по сравнению со строгой экспоненциально затухающей синусоидой.

Проведём оценку отмеченного эффекта.

Разрядный контур МИУ [1] состоит из последовательно соединенных конденсаторной батареи -  $C$ , собственной индуктивности контура -  $L_0$ , собственного сопротивления -  $R_0$  и сопротивления индукторной системы -  $Z(p)$ . Напряжение емкостного накопителя энергии -  $U_0$ .

Операторная форма тока в разрядном контуре описывается выражением:

$$I(p) = -U_0 \cdot Y(p), \quad (10)$$

где  $Y(p)$  - физически соответствует операторной проводимости разрядного контура,

$$Y(p) = \frac{1}{p^2 \cdot L_0 + p \cdot R_0 + p \cdot Z(p) + \frac{1}{C}}$$

Определение оригинала операторной проводимости с использованием выражения (7) представляется весьма громоздкой и сложной вычислительной задачей. Непосредственно применить аппарат теории вычетов для выполнения обратного преобразования Лапласа [8] не представляется возможным.

Поставленную задачу можно упростить, если аппроксимировать операторное сопротивление индукторной системы алгебраической зависимостью относительно параметра преобразования Лапласа.

Выражение (7) запишем в виде суммы:

$$Z(p) = Z_1(p) + Z_2(p), \quad (11)$$

где  $Z_1(p) = p \cdot F_1$ ,  $Z_2(p) = p^2 \cdot F_2(p)$ ,

$$F_1 = \frac{\pi \mu_0}{\left(\frac{R_2}{R_1} - 1\right)} \cdot \int_0^\infty f(\lambda) \cdot J_1(\lambda R_1) \cdot d\lambda,$$

$$F_2(p) = -\frac{\pi \mu_0}{\left(\frac{R_2}{R_1} - 1\right)} \cdot \int_0^\infty f(\lambda) \cdot J_1(\lambda \cdot R_1) \cdot e^{-2\lambda h} \times$$

$$\times F_3(p, \lambda) \cdot d\lambda,$$

$$F_3(p, \lambda) = \left(\frac{\mu_0 \gamma}{\lambda^2}\right) \times$$

$$\times \frac{1}{1 + \left(\frac{q(p, \lambda)}{\lambda}\right)^2 + 2 \cdot \left(\frac{q(p, \lambda)}{\lambda}\right) \cdot \text{cth}(q(p, \lambda) \cdot d)}$$

Первое слагаемое в выражении (11) совпадает с (8) и, как уже было указано, по физическому смыслу соответствует постоянной индуктивности системы "виток - тонкостенная листовая заготовка".

Второе слагаемое в пространстве оригиналов можно интерпретировать как индуктивность, но переменную. Эта составляющая определяет начальное развитие диффузионных процессов во времени и их влияние на электродинамические параметры системы.

Следует отметить, что данное представление операторного сопротивления наглядно не только для физической интерпретации, но также необходимо для выполнения обратного преобразования Лапласа и сходимости полученного результата в начальной стадии процесса, то есть вблизи момента  $t \approx 0$ . Произведение продольного волнового числа на толщину листовой заготовки представим как мнимую величину:

$$(q(p, \lambda) \cdot d) = i \cdot \beta_k. \quad (12)$$

Приравняв к нулю знаменатель дроби в  $F_3(p, \lambda)$  и подставляя (12) в полученное выражение, получаем уравнение для величин  $\beta_k$ :

$$\text{ctg}(\beta_k) = \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{\beta_k}{(\lambda d)} - \frac{(\lambda d)}{\beta_k} \right). \quad (13)$$

Из (12) и (13) следует, что особыми точками функции комплексного переменного  $F_3(p, \lambda)$ , явля-

ются простые отличные от нуля полюсы -  $p_k$ :

$$p_k = -\frac{1}{\tau} \cdot (\beta_k^2 + (\lambda d)^2), \quad k = 0, \pm 1, 2, \dots, \quad (14)$$

где  $\tau = \mu_0 \gamma d^2$  - характерное время диффузии поля в металл листовой заготовки.

Из выражения для  $F_3(p, \lambda)$  с помощью теоремы об оригинале дробно - рациональной функции находим соответствующую временную зависимость:

$$F_3(t, \lambda) = \left(\frac{\mu_0 \gamma}{\lambda^2}\right) \times \sum_k \frac{e^{p_k \cdot t}}{\left. \frac{d}{dp} \left( 1 + \left(\frac{q(p, \lambda)}{\lambda}\right)^2 + 2 \left(\frac{q(p, \lambda)}{\lambda}\right) \times \right) \right|_{p=p_k}} = \sum_k Q_k \cdot (\lambda d) \cdot e^{-\frac{\beta_k^2 + (\lambda d)^2}{\tau} \cdot t}, \quad (15)$$

$$\text{где } Q_k(\lambda d) = \frac{1}{1 + (\lambda d) \left[ 1 + 0.25 \left( \frac{\beta_k}{(\lambda d)} - \frac{(\lambda d)}{\beta_k} \right) \times \left( \left( \frac{\beta_k}{(\lambda d)} - \frac{(\lambda d)}{\beta_k} \right) - \frac{2}{\beta_k} \right) \right]}$$

С использованием (15) выражение для оригинала функции  $F_2(p)$  принимает вид:

$$F_2(t) = -\frac{\pi \mu_0}{\left(\frac{R_2}{R_1} - 1\right)} \cdot \int_0^\infty f(\lambda) \cdot J_1(\lambda R_1) \times e^{-2\lambda h} \cdot \sum_k Q_k \cdot (\lambda d) \cdot e^{-\frac{\beta_k^2 + (\lambda d)^2}{\tau} \cdot t} d\lambda. \quad (16)$$

Для ранее принятой геометрии индуктора, расположенного над тонколистовой заготовкой с толщиной  $d \approx 0,0001 \div 0,001$  м, рассмотрим временное изменение функции (16).

Как показывают вычисления, для  $(\lambda d) \in [0, 1]$  решения уравнения (13) с относительной погрешностью не выше 3% записываются в виде:

$$\beta_k \approx k\pi + \frac{2 \cdot (\lambda d)}{k\pi}, \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (17)$$

Корни (17) подставим в выражение (16), при этом интервал изменения параметра  $(\lambda d)$  соответствует принятой толщине листовых заготовок -  $d \leq 0,001$  м. Более конкретную оценку всегда можно получить, исходя из значения  $\lambda_{\max}$ , вычисленного табулированием функции  $f(\lambda)$ . Например, в принятой индукторной системе при равномерном распределении тока в витке  $f(\lambda_{\max}) \approx 0$  для  $\lambda_{\max} \geq 500 \div 600$ .

Результаты вычислений по формуле (15) приведены на рис. 2. На рис. 2а представлены амплитудные

значения  $F_2(t=0)$  в зависимости от толщины листовой заготовки, а на рис. 2б - значения  $F_{20}(t) = \frac{F_2(t)}{F_2(t=0)}$  в функциональной зависимости от отношения реального времени к характерному времени диффузии поля в проводящий слой с заданной толщиной и удельной электропроводностью.

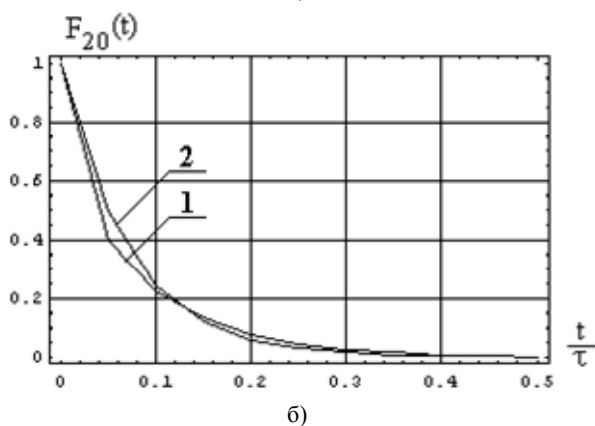
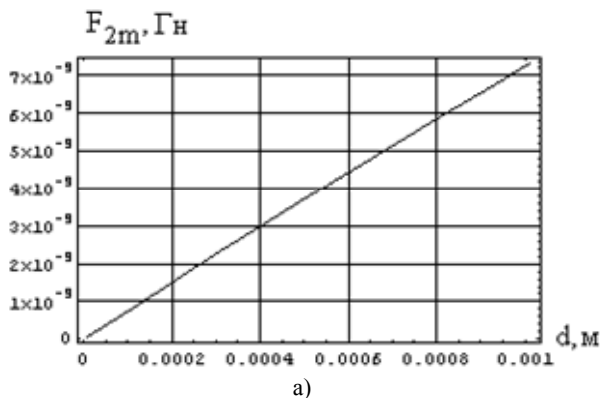


Рис. 2

кривая 1 - строгий расчёт по формуле (16), кривая 2 - аппроксимация экспоненциальной зависимостью

$$F_{20}(t) \approx \exp\left(-\theta \cdot \frac{t}{\tau}\right), \quad \theta \approx 14,2$$

Расчеты показали, что выражение (16) с достаточной точностью можно аппроксимировать экспонентой:

$$F_2(t) \approx F_2(t=0) \cdot \exp\left(-\theta \cdot \frac{t}{\tau}\right). \quad (18)$$

Теперь изображение

$$F_2(t) \Leftrightarrow F_2(p) \approx \frac{\tau \cdot F_2(t=0)}{p\tau + \theta}$$

позволяет записать аппроксимированное выражение для операторного сопротивления индукторной системы (11).

$$Z(p) \approx p \cdot F_1 - p^2 \cdot \frac{\tau \cdot F_2(t=0)}{p\tau + \theta}. \quad (19)$$

Формула (10) с учётом (18) принимает вид:

$$I(p) = - \frac{U_0 \cdot (p\tau + \theta)}{a_3 \cdot p^3 + a_2 \cdot p^2 + a_1 \cdot p + a_0}, \quad (20)$$

где

$$a_3 = \tau \cdot (L_0 + F_1 + F_2(t=0)), \quad a_2 = (\theta \cdot (L_0 + F_1) + \tau \cdot R_0),$$

$$a_1 = \left(\frac{\tau}{C} + \theta \cdot R_0\right), \quad a_0 = \frac{\theta}{C}.$$

Оригинал выражения (20) находится с помощью теоремы об обращении рациональной дроби [8]:

$$I(t) = -U_0 \cdot \sum_{k=1}^3 \frac{(p_k \cdot \tau + \theta) \cdot e^{p_k \cdot t}}{3 \cdot a_3 \cdot p_k^2 + 2 \cdot a_2 \cdot p_k + a_1}, \quad (21)$$

где  $p_k$  - корни многочлена в знаменателе дроби (20).

В качестве иллюстрации проведем расчет по формуле (21) для МИУ со следующими параметрами:  $C = 900$  мкФ,  $L_0 = 1680$  нГн,  $R_0 \approx 0,012$  Ом,  $U_0 = 4,5$  кВ. Величина собственной индуктивности МИУ включает в себя индуктивность согласующего трансформатора [1, 9], включенного в разрядную цепь. Обрабатываемая заготовка выполнена из электротехнической стали, и имеет характеристики:

$$d = 0,0005 \text{ м } \gamma = 0,2 \cdot 10^7 \frac{1}{\text{Ом} \cdot \text{м}}.$$

Знаменатель дроби (20) имеет один действительный и два комплексно сопряженных корня:

$$p_1 = -4,7 \cdot 10^8, \quad p_{2,3} = -1916,7 \pm 17816,3 \cdot i.$$

Первый из них соответствует, так называемой, переходной составляющей тока в индукторе:

$$I_{\text{п}}(t) = -U_0 \cdot \frac{(p_1 \cdot \tau + \theta) \cdot e^{p_1 \cdot t}}{3 \cdot a_3 \cdot p_1^2 + 2 \cdot a_2 \cdot p_1 + a_1}. \quad (22)$$

Два остальных соответствуют стационарной составляющей тока в индукторе:

$$I_{\text{ст}}(t) = -U_0 \cdot \text{Re} \left[ \sum_{k=2}^3 \frac{(p_k \cdot \tau + \theta) \cdot e^{p_k \cdot t}}{3 \cdot a_3 \cdot p_k^2 + 2 \cdot a_2 \cdot p_k + a_1} \right]. \quad (23)$$

Переходная и стационарная составляющие разрядного тока МИУ, рассчитанные с помощью выражений (22), (23) в одном и том же амплитудно-временном масштабе, представлены на рис. 3.

Сравнительный анализ результатов вычислений, представленных на рис. 3, показывает, что

- переходная и стационарная компоненты тока в индукторе направлены противоположно;

- амплитуда переходной составляющей тока много ниже амплитуды его стационарной компоненты, что обусловлено весьма малой величиной переменной индуктивности  $F_2(t=0)$ ;

- длительность переходного процесса составляет не более половины характерного времени диффузии поля в металл листовой заготовки, что много меньше времени развития и периода колебаний разрядного тока;

- в целом, переходный процесс практически не оказывает влияния на интегральную форму разрядного тока МИУ ( $I_{\text{инт}}(t) = I_{\text{п}}(t) + I_{\text{ст}}(t)$ ), график которого представлен на рис. 4. Это позволяет считать процесс его установления практически квазистационарным.

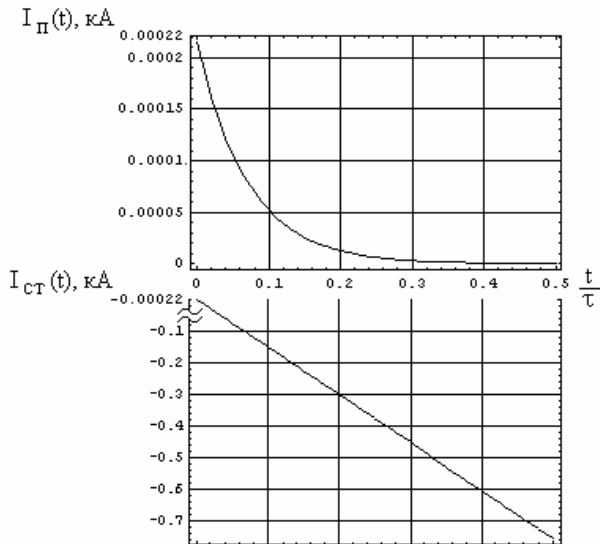


Рис. 3

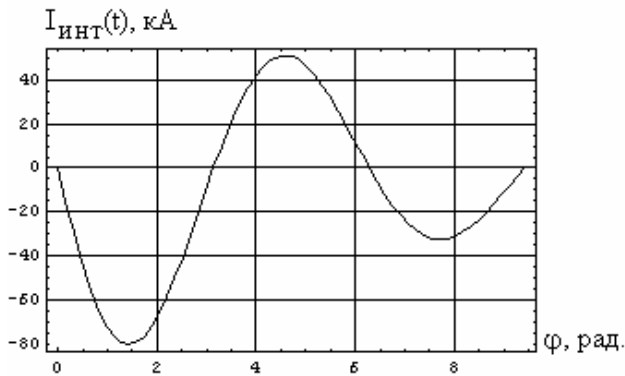


Рис. 4

Уменьшение рабочей частоты разрядного тока по сравнению с собственной частотой МИУ определяется составляющей операторного сопротивления  $Z_1(p)$  и носит стационарный характер.

Также как и при проявлении резкого поверхностного эффекта, незначительное изменение формы первой полуволны разрядного тока МИУ может быть, в случае необходимости, учтено с помощью приведенного в статье математического аппарата.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Белый И.В., Фертик С.М., Хименко Л.Т. Справочник по магнитно-импульсной обработке металлов. – Харьков: Вища школа, 1977. – 168 с.
- [2] Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Хименко Л.Т. Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий. Том 1. 2-е изд., перераб. и доп. - Харьков: МОСТ-Торнадо, 2003. - 288 с.
- [3] Новгородцев А.Б., Шнейерсон Г.А. О разряде конденсатора на идеальный бифиляр, образованный массивными проводниками // Известия вузов. Энергетика. - 1965. - №12. - С. 96–98.
- [4] Юрченко В.И. Разряд ёмкости на нагрузку из двух параллельных шин с учетом скин – эффекта // Журн. техн. физики. – 1973. - №9. – С. 1866 – 1873.
- [5] Михайлов В.М. Переходный процесс в разрядном контуре конденсатора с массивным одновитковым соленоидом // Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт. – 1974. - №2. – С. 79–85.
- [6] Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Чаплыгин Е.А. Особенности токов индуцированных низкочастотным полем одновиткового соленоида в плоских листовых металлах // Электротехніка і електромеханіка. – 2005. - №3. – С. 69-73.
- [7] Батыгин Ю.В., Чаплыгин Е.А. Вихревые токи в плоских листовых металлических заготовках // Электротехніка і електромеханіка. – 2006. - №5. – С. 54-59.
- [8] Дёч Г., Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и Z-преобразования. - М: Наука, 1971. – 288 с.
- [9] Вдовин С.С. Проектирование импульсных трансформаторов. – 2-е изд., перераб. и доп.- Л.: Энергия, 1991. – 208 с.

Поступила 31 03.2008

## МАГНИТНОЕ ПОЛЕ И ДАВЛЕНИЯ, ВОЗБУЖДАЕМЫЕ ИНДУКТОРОМ С ТОКОПРОВОДАМИ КОНЕЧНОЙ ШИРИНЫ, В УГЛОВЫХ ИЗГИБАХ ЗАГОТОВКИ

Сериков Г.С.,

Харьковский национальный автомобильно-дорожный университет

Украина, 61002, Харьков, ул. Петровского, 25, кафедра "Автомобильной электроники",

тел. 700-38-52

*В роботі теоретично розглянуто вплив поперечних розмірів струмопроводів на величину магнітного тиску в кутовому згібі металевого листа. Показано, що комбінування куту нахилу площини, в якій росташовані струмопроводи, та ширини "дальнього" струмопроводу дозволяє реалізувати досить високий рівень концентрації поля та сил магнітного тиску у зоні обробки.*

*В работе теоретически рассмотрено влияние поперечных размеров токопроводов на величину магнитного давления в угловом изгибе металлического листа. Показано, что комбинирование угла наклона плоскости, в которой расположены токопроводы, и ширины "дальнего" токопровода позволяет реализовать довольно высокий уровень концентрации поля и сил магнитного давления в зоне обработки.*

В предыдущем рассмотрении работы [1] токопроводы индукторной системы полагались достаточно тонкими, хотя из феноменологических соображений очевидно, что поперечные размеры источников поля должны влиять на процессы возбуждения индукторной системы. Очевидно, что должны измениться амплитуды полей и давлений, должны измениться формы распределений и т.д. Всё это требует дополнительных оценок.

На рис. 1 представлена модель расчёта, где токопроводы имеют заданную конечную протяжённость, но толщина их пренебрежимо мала. В учёте последнего геометрического параметра нет необходимости. Вследствие электромагнитной симметрии по отношению к проводящим поверхностям плоского угла, такая модель взаимодействия с горизонтальной плоскостью заготовки даст все ответы на поставленные вопросы.

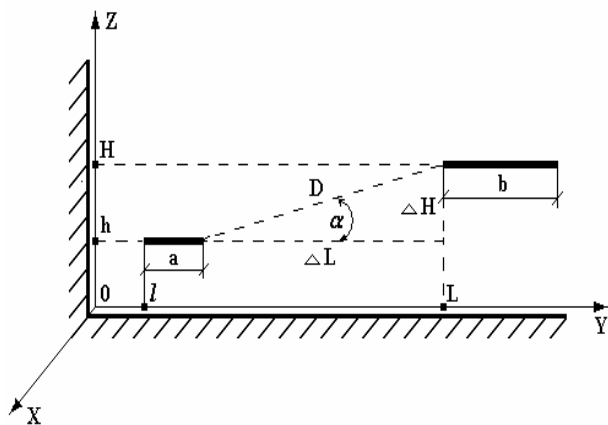


Рис. 1. Расчётная модель индукторной системы из одновиткового соленоида с токопроводами конечной ширины

Тангенциальная компонента напряжённости магнитного поля в плоскости  $z = 0$  может быть найдена из соответствующего выражения цитируемой выше работы, куда следует ввести Фурье-Бесселевы изображения  $y$ -распределения возбуждающего тока соответственно модели на рис. 1 (функции  $f_{1,2}(\lambda)$ , согласно обозначениям [1]).

Не останавливаясь на тривиальных процедурах вычисления Фурье-образов возбуждающих токов запишем в окончательном варианте аналитическое выражение для касательной компоненты напряжённости магнитного поля на горизонтальной поверхности изгиба листовой заготовки.

При  $l = h$  получаем формулу, пригодную для практических вычислений:

$$H_y^0(y, z = 0) = \int_0^{\infty} \frac{e^{-x}}{x} \cdot \left[ \sin \left( y \left( 1 + \frac{a}{2h} \right) \right) \cdot \sin \left( y \cdot \frac{a}{2h} \right) - \left( \frac{a}{b} \right) e^{-y \left( \frac{D}{h} \right) \sin \alpha} \sin \left( y \left( 1 + \frac{a+b}{2h} + \frac{D}{h} \cos \alpha \right) \right) \cdot \sin \left( y \cdot \frac{b}{2h} \right) \right] dx, \quad (1)$$

где 
$$H_y^0(y, z = 0) = \frac{H_y(t, y, z = 0)}{\left( \frac{I(t)}{\pi \cdot a} \right)}$$

Поскольку рассмотрение проводится для режима резкого поверхностного эффекта, магнитное давление на горизонтальную поверхность плоского угла легко определяется с помощью (1). Оно будет пропорционально квадрату касательной компоненты напряжённости магнитного поля на граничной поверхности.

Численные оценки.

На рис. 2÷рис. 3 представлены графические иллюстрации результатов вычислений пространственного распределения напряжённости и давления на обрабатываемую поверхность в экспериментальной индукторной системе, предложенной для формовки угловых профилей автомобильных кузовов ( $a = 0.005$ ,  $D = 0.02$ ,  $b = \text{var}$ ,  $\alpha = \text{var}$ ).

При построении графиков значения напряжённости нормировались на величину её расчётного максимума для тангенциальной компоненты поля "ближнего" токопровода То есть, на графиках приведены зависимости для  $H_{y,z}^0 = \frac{H_{y,z}}{H_{m1}}$ . В настоящих вычислениях

$$H_{m1} \approx 0.665 \cdot \frac{I(t)}{(\pi \cdot a)}$$

Для амплитуды тока  $\approx 100$  кА -  $H_{m1} \approx 0.423 \cdot 10^7 \frac{\text{А}}{\text{м}}$ , соответствующая ве-

личина магнитного давления будет равна  $P_{m1} \approx 11.3$  МПа.

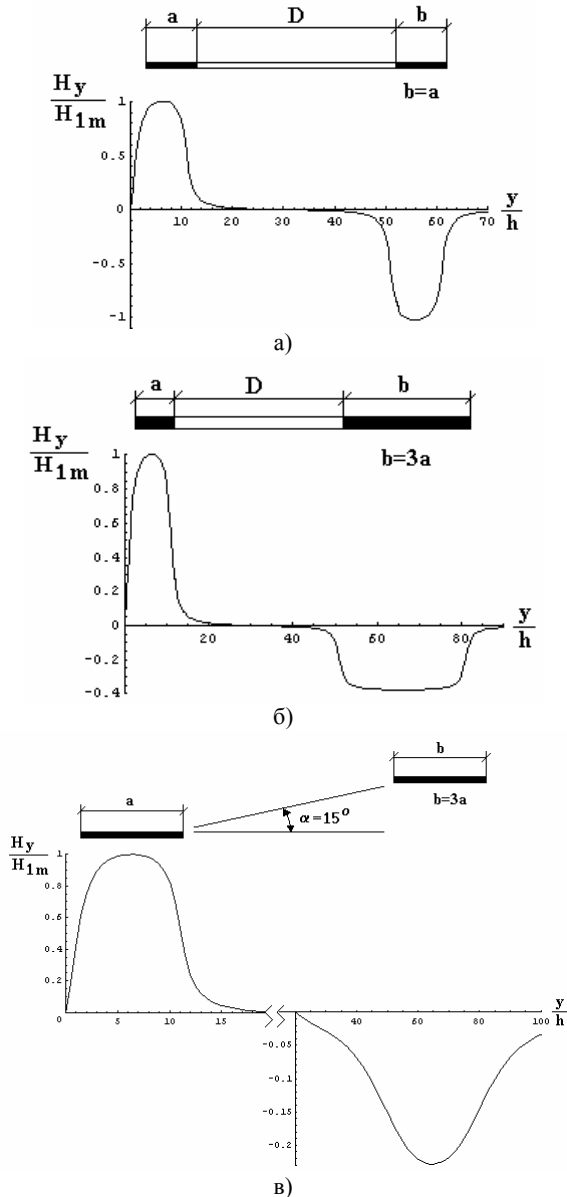


Рис. 2. Распределение тангенциальной компоненты напряжённости магнитного поля по горизонтали углового изгиба листовой заготовки, а)  $\alpha = 0^\circ$ ,  $b = a$ ; б)  $\alpha = 0^\circ$ ,  $b = 3 \cdot a$ ; в)  $\alpha = 15^\circ$ ,  $b = 3 \cdot a$ .

Физическая интерпретация полученных решений должна проводиться с обязательным соотносением к состояниям, естественно адекватным математическому описанию протекающих процессов.

Таким образом, проведенные вычисления позволяют сделать следующие выводы.

- Поперечная протяжённость токопровода – его ширина значительно снижает амплитуды возбуждаемых полей и давлений. Так, при переходе от точечной к полосовой модели в рамках выполненных расчётов зафиксировано понижение максимума напряжённости магнитного поля на  $\approx 33\%$  и давления на  $\approx 89\%$ . Данный факт легко объясним. Точечная модель и, следовательно, более высокие напряжённости имеют место, когда соотношение ширины и расстояния до проводящей плоскости стремится к нулю.

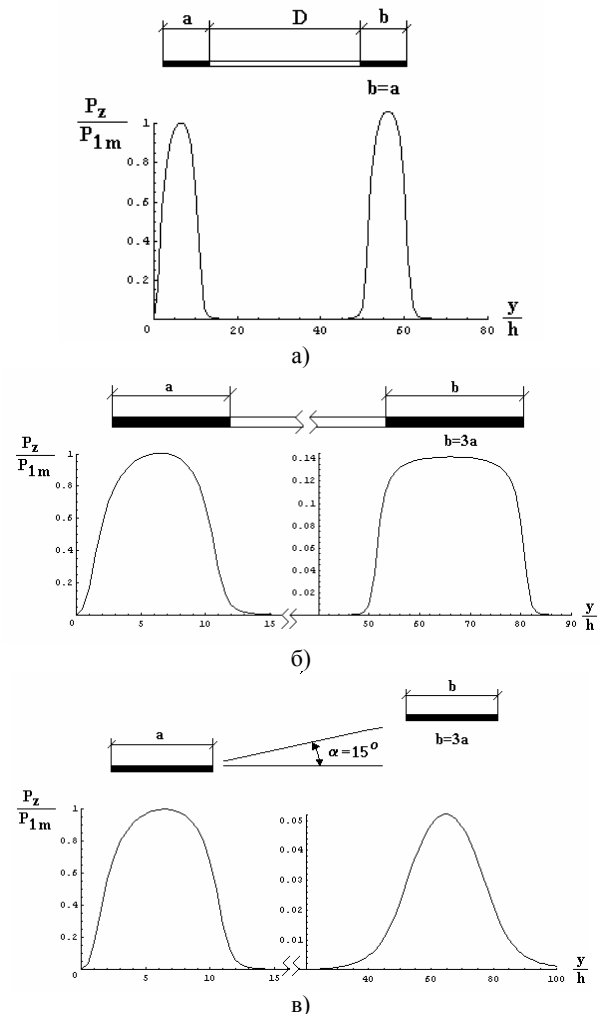


Рис. 3. Распределение нормальной компоненты магнитного давления на горизонтальную поверхность углового изгиба, а)  $\alpha = 0^\circ$ ,  $b = a$ ; б)  $\alpha = 0^\circ$ ,  $b = 3 \cdot a$ ; в)  $\alpha = 15^\circ$ ,  $b = 3 \cdot a$ .

- В случае конечной ширины токопроводов превышение второго максимума над первым как для напряжённости, так и давления существенно ниже, чем в случае тонких проводников (рис. 2а, рис. 3а).

- При неизменной ширине "ближнего" токопровода увеличение ширины "дальнего" приводит к весьма ощутимому снижению напряжённости и сил давления с его стороны (рис. 2б, рис. 3б).

- Комбинирование угла наклона плоскости, в которой расположены токопроводы, и ширины "дальнего" токопровода позволяет реализовать довольно высокий уровень концентрации поля и сил магнитного давления в угловой зоне изогнутого металлического листа (рис. 2в, рис. 3в).

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Батыгин Ю.В., Сериков Г.С., Головащенко С.Ф., Магнитное поле и давления, возбуждаемые одновитковым индуктором в угловом изгибе листовой заготовки. // Электротехника і електромеханіка. Харків. 2006. №6, С. 66-71.

Поступила 26.02.2008

## ЛУПИКОВ ВАЛЕРИЙ СЕРГЕЕВИЧ

(к 60-летию со дня рождения)

Доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой электрических аппаратов Национального технического университета "Харьковский политехнический институт" (НТУ "ХПИ") Лупиков Валерий Сергеевич родился 19 октября 1948 года в Белоруссии, в г. Могилеве.

По окончании школы год работал на заводе "Электродвигатель" и в 1967 поступил на электромашиностроительный факультет Харьковского политехнического института. Выпускник кафедры "Электрические аппараты" 1973 года по специальности "Электрические машины и аппараты" с присвоением квалификации инженер-электромеханик. По распределению после института работал инженером в Харьковском филиале Всесоюзного научно-исследовательского института электромеханики (ХФ ВНИИЭМ). В 1975-1977 годы служил офицером в Советской Армии. Затем продолжил работу младшим научным сотрудником в ХФ ВНИИЭМ. С 1987 по 1991 г. работал в Специальном проектно-конструкторском и технологическом бюро электродвигателей НПО "Укрэлектромаш" в должностях ведущего инженера, начальника лаборатории, главного специалиста. С начала периода перестройки с 1991 по 1998 годы работал в ХФ ВНИИЭМ, преобразованном впоследствии в Отделение магнетизма Института электродинамики НАН Украины в должностях старшего научного сотрудника и ученого секретаря. С 1998 года работает в НТУ "ХПИ" сначала в должности доцента, а затем профессора и с 2004 года заведует кафедрой "Электрические аппараты".

За время работы на кафедре подготовил и преподает курсы – "Электрические аппараты", "Испытания, сертификация и аккредитация электрических аппаратов", "Монтаж и наладка электрических аппаратов", "Электробытовая техника", "Магнетизм технических объектов". Валерий Сергеевич много внимания уделяет научной работе со студентами, магистрами, аспирантами, занимается модернизацией лабораторной базы.

Валерием Сергеевичем Лупиковым разработаны стандарты Украины по электромагнитной совместимости технических средств в части внешнего магнитного поля.



Оригинальные разработки по способам и устройствам снижения внешнего магнитного поля электрооборудования морского исполнения защищены авторскими свидетельствами и внедрены на предприятиях в Запорожье, Харькове, Свердловске, Истре и Саранске.

Научной деятельностью стал заниматься сразу же после окончания ВУЗа. Обе диссертации – кандидатскую (1987) и докторскую (2004) подготовил под руководством доктора технических наук, профессора Б.В. Клименко и защитил в специализированном ученом совете в ХПИ по специальности "Электрические машины и аппараты". Основные направления научной работы В.С. Лупикова – моделирование электрооборудования, в том числе и электрических аппаратов, как источников физических полей: магнитных, электромагнитных, вибрационных; электромагнитная совместимость технических средств; методы и средства компенсации внешнего магнитного поля электрооборудования; магнитная левитация. Автор 160 научно-технических публикаций, в том числе 46 авторских свидетельств и патентов Украины.

В настоящее время является членом двух специализированных советов по защите докторских и кандидатских диссертаций, экспертом МОН Украины по проведению лицензионной экспертизы, связанной с подготовкой младших специалистов по направлению "Электромеханика", координатором международного симпозиума "Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов. Теория и практика" (SIEMA), ответственным редактором тематических выпусков сборника трудов Вестник НТУ "ХПИ", членом редколлегии научно-практического журнала "Электротехника и электромеханика".

Валерий Сергеевич увлекается рыбалкой, кулинарией, вождением автомобиля, английской литературой и йогой.

Друзья, товарищи и коллеги по работе желают Валерию Сергеевичу доброго здоровья, счастья и новых успехов в его плодотворной деятельности.

Редакционная коллегия журнала «Электротехника и Электромеханика» присоединяется к этим пожеланиям.



## Список авторів

<b>Б</b>		<b>Л</b>	
Байда Евгений Иванович .....	39	Лимонов Леонид Григорьевич.....	24
Баранов Михаил Иванович .....	5, 44		
Батыгин Юрий Викторович .....	52		
Беспрозванных Анна Викторовна .....	55		
Бойко Андрей Степанович.....	10		
Бойко Николай Иванович.....	60		
Бондаренко Александр Юрьевич .....	65		
<b>В</b>		<b>Н</b>	
Варфоломеев Алексей Алексеевич .....	20	Набока Борис Григорьевич.....	55
Василец Татьяна Ефимовна .....	20		
<b>Д</b>		<b>П</b>	
Демидюк Борис Мартынович .....	32	Процина Зиновий Павлович.....	26
<b>Е</b>		<b>Р</b>	
Евдошенко Леонид Свиридович .....	60	Радимов Игорь Николаевич .....	26
		Рымша Виталий Викторович .....	26
<b>З</b>		<b>С</b>	
<u>Завгородній Віктор Дмитрович</u> .....	10	Сериков Георгий Сергеевич.....	70
Зароченцев Александр Иванович .....	60		
Зинченко Елена Евгеньевна.....	16		
<b>Д</b>		<b>Ф</b>	
Иванов Владимир Михайлович.....	60	Фомин Василий Иосифович.....	29
		Финкельштейн Владимир Борисович.....	16
<b>К</b>		<b>Ч</b>	
Кузнецов Борис Иванович. ....	20	Чабан Василь Йосипович .....	50
		Чан Тхи Тху Хьонг .....	26
		Чаплыгин Евгений Александрович .....	52
<b>К</b>		<b>Ш</b>	
		Шторгин Александр Валерьевич .....	32
		Шумилов Юрий Андреевич .....	32

# Abstracts

## **ELECTROENGINEERING: Prominent events and great names**

*Baranov M.I.*

**Radio electronics: short history of its formation as the thematic applied-physics field of both electricity and scientific-and-technological advance of the humanity.**

The paper presents a brief review of the basic achievements of the humanity in the field of generation, transmission, reception and

5 amplification of high-frequency electromagnetic vibrations in micrometer-meter ranges of wavelengths related to such an advanced branch of science and technology as radio electronics.

*Key words* – **radio electronics, high-frequency electromagnetic vibrations, radio wave, generation, transmission, reception, amplification.**

## **Electrical Mashines and Apparatus**

*Boyko A.St., Zavgorodniy V.D.*

**The basic principles of design calculation of limited angle induction sensors with a transverse-type magnetic system.**

A design study technique for limited angle induction sensors with a transverse magnetic system is introduced. The technique allows specifying geometrical dimensions of the active part, the structure of windings and their winding data depending on preset values of external sensor parameters. The technique is confirmed by results of experimental research or output data of the sensor.

*Key words* – **limited angle sensor, transverse magnetic system, design study, angle code determination.**

*Zinchenko E.E., Finkelshtein V.B.*

**Determination of geometrical dimensions for the magnet core of a switched reluctance motor.**

A geometrical dimensions calculation technique for the stator and rotor of a switched reluctance motor is introduced. The technique ensures maximum magnetic field energy in the air gap at a specified current density.

*Key words* – **switched reluctance motor, magnet core, geometrical dimensions, calculation technique.**

*Kuznetsov B.I., Vasilets T. E., Varfolomeyev A. A.*

**Synthesis and investigation of dynamic characteristics of a light-armored vehicle armament guidance and stabilization neuro-system under stochastic disturbances.**

Synthesis and investigation of dynamic characteristics of a neural-network-based guidance and stabilization system for light-armored vehicle armament under external stochastic disturbances are performed. The schematic of a control object model adjusted for external disturbances is developed, a neuro-controller synthesized, the system simulation made. The neuro-system introduced is shown to have one of the basic characteristics of such systems, namely, it is insensitive to external disturbances.

*Key words* – **neuro-controller, armament guidance and stabilization neuro-system, external disturbances.**

*Limonov L.G.*

10

**Compensation of dynamic moment of the asynchronous drive of a strip winder.**

The article considers questions of improving quality of strip tension regulation by a reel drive with application of an asynchronous motor via compensation of dynamic moment of the electric drive during operation.

*Key words* – **asynchronous motor, strip winder, dynamic moment.**

*Radimov I.N., Rimsha V.V., Chan Txi Txu Huong, Procina Z.P.*

16

**Geometrical proportions in a brushless DC motor**

Minimization of the cogging torque in a brushless DC motor through choice of rational geometrical proportions of its active zone is described.

*Key words* – **brushless DC motor, cogging torque, magnetic field.**

*Fomin V.I.*

20

**Quartz filler action on arc quenching in fuses.**

The article shows voltage gradient effect in arc column as function of composition and degree of compaction of quartz filler in fuses. Filler loading techniques are reviewed and analyzed.

*Key words* – **fuse, quartz filler, voltage gradient effect, arc quenching.**

*Shumilov Yu.A., Demidyuk B.M., Shtorgin A.V.*

32

**Results of experimental research on THUkr nuclear power station power plant № 3 turbogenerator TVV-1000-2U3 vibrations.**

Using a vibrodiagnostics technique, reasons for failure of turbogenerator (TG) TVV-1000-2U3 stator winding in THUkr nuclear power station power plant № 3 are analyzed. The existing vibration control techniques oriented towards offset of the TG construction elements from frequencies of 50 and 100 Hz are shown not to meet the real situation as vibrations at the frequencies multiple of 50 and 100 Hz play a noticeable role in increased vibroactivity of the TG stator winding. Along with harmonic components (higher ones and subharmonics), a significant role is played by the vibration noise component caused by the stator core insufficient pressing.

*Key words* – **turbogenerator failure, vibrodiagnostics technique, experimental research.**

24

26

29

32

Baida E.I.

**Electromagnetic equations based calculation of transients in an electromechanical mechanism.**

A mathematical model for calculation of transients in an electromechanical mechanism with electromagnetic field theory application is developed in Femlab. Magnetic flux and eddy currents distribution in the magnetic core in transient modes is obtained. Conclusions concerning feasible speed of the electromechanical mechanism are made.

*Key words* – electromechanical mechanism, electromagnetic field theory, transients calculation, Femlab.

Baranov M.I.

**Research on stochastic distribution of de Broglie half-waves and wave packages in a conductor with a high-density pulse current.**

On the basis of analytical and experimental

39 data, it is shown that longitudinal distribution of quantized lengths of de Broglie half-waves and macroscopic electron packages in a thin round galvanized steel conductor with axial aperiodic conduction current at the peak density of  $0,37 \text{ kA/mm}^2$  has probabilistic nature specified by quantum-mechanical mechanisms of free electrons behavior revealed by the author.

*Key words* – metallic explorer, current of conductivity, electronic waves, electronic wave packages.

Chaban V.

**Co-energy of electromagnetic field.**

The paper shows that in an electromagnetic field the kinetic energy and co-energy that satisfy the principle of least action in the variation integral Hamilton-Ostrogradsky's principle ensure equal force characteristics of the last.

*Key words* – isotropy medium, energy and co-energy, electromagnetic field.

50

44

## High Electrical and Magnetic Field Engineering

Batygin Yu. V., Chaplygin E. A.

**Experimental investigation of eddy currents excitation in flat sheet metals.**

A direct measurement technique for induced currents in flat sheet billets of inductor systems for magnetic impulse metalworking is introduced and described. Experiments conducted have verified theoretical conclusions about change in induced signals time function as compared with inductor current at lower working frequencies of acting fields. For a harmonic process, the phase deference between an excitation signal and an induced one is  $\sim \pi/2$ .

*Key words* – flat sheet metals, eddy currents excitation, experimental investigation, direct measurement technique.

Besprozvannykh A.V., Naboka B.G.

**Action of energy dissipation in near-surface layers of cable cord insulation on dielectric losses in cables.**

Substances formed at cable operation are deposited on the surface of isolated cords. They are harbingers of the isolation ageing. Revealing near-surface layers is possible through results of dielectric dissipation factor measurements. However, the protective polyvinylchloride jacket significantly influences measurement results. Energy dissipation in the near-surface layers can be revealed via the tangential component of an electric field. Difference in  $tg\delta$  is an order at the frequency of 10 kHz under realization of complex examination circuits with the tangential component of a probing field. It is evidence of non-uniform distribution of surface layers in the cable cross-section.

*Key words* – insulation, near-surface layers, energy dissipation, dielectric dissipation factor, tangential component of an electric field.

Boyko N.I., Evdoshenko L.S., Zarochentsev A.I., Ivanov V.M.

**A Compact Multi-Module Generator of 2 MA Current Pulses.**

A compact 32-module pulse generator with the total load current output of about 2 MA has been

52

created. A mechanism of synchronous switching-on of air (under atmospheric pressure) trigatrons of the modules in the conditions when the two main electrodes have no galvanic coupling to the ground is described. A module trigatron adjustment procedure for parallel operation is given.

*Key words* – air trigatron, synchronous switching-on of trigatrons, compact multi-module current pulse generator.

Bondarenko A.Yu.

**Capacity discharge on a plane single-turn inductor located over a thin-walled sheet work-piece.**

Theoretical analysis of the transient phenomenon in the discharge circuit of a capacitive energy storage loaded with a single-turn inductor located over a thin-walled work-piece has been carried out. Electromagnetic field penetration in the work-piece has been taken into account. The transient phenomenon is shown not to influence substantially on the integral form of the discharge current.

*Key words* – transient phenomenon, single-turn inductor, discharge current, thin-walled work-piece.

Serikov G.S.

**Magnetic field and pressure excited by an inductor with finite-width current distributors in workpiece bends.**

In the article, influence of current-distributors cross dimensions on magnetic pressure value in a metal sheet bend is theoretically analyzed. It is shown that combining inclination of the plane in which the current distributors are located with the width of the "far" current distributor allows reaching sufficiently-high level of the field and magnetic pressure forces concentration in the working zone.

*Key words* – finite-width current distributors, metal sheet bend, magnetic field, magnetic pressure, analysis.

65

55

70

60

## 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: eie@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/м<sup>2</sup>, віддрукований на лазерному принтері з роздільною здатністю не менше 300 dpi;

— акт експертизи з печаткою (для громадян України). Офіційний лист з проханням опублікувати статтю (для громадян зарубіжних країн);

— рецензія (підписується доктором наук і засвідчується печаткою);

— копія документа про оплату за публікацію.

2) в електронному варіанті:

— стаття або інформаційний матеріал, виконаний у відповідності до даних вимог (без колонтитулів і нумерації сторінок);

— анотація англійською мовою (автори, назва статті, анотація, ключові слова);

— відомості про авторів (прізвище, ім'я, по-батькові повністю, дата народження, місце роботи, посада, основні напрями наукової діяльності).

Анотація і відомості про авторів виконуються у вигляді окремого документа Microsoft Word і з довільним форматуванням.

Оригінал статті або інформаційних матеріалів готується тільки з використанням редактора Microsoft Word однією з трьох мов: українською, російською або англійською.

### ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ СТАТІ

Всі розділи документа повинні містити поля: зліва, справа, зверху – по 20 мм, знизу – 25 мм. Заповнення останньої сторінки повинне бути не менше 80%.

Заголовок статті містить:

— код УДК;

— назва статті (Times New Roman 12pt, жирний, розміщення по центру, заголовні букви, не допускаються перенесення);

— список авторів, вчений ступінь (при необхідності звання і посада), назва організації, поштова адреса, контактні телефони (факс, E-mail). Для авторів різних організацій список приводиться по даній вище формі; — анотації статті українською (обов'язково тільки для громадян України) і російською мовою, обсягом до 5 рядків кожна, оформляються шрифтом Times New Roman 9 pt, жирний, курсив.

Між елементами заголовку статті робиться інтервал в один рядок 10 pt.

### ОСНОВНИЙ ТЕКСТ СТАТТІ

Текст розміщується у двох колонках, відстань між якими 5 мм. Абзацні відступи (червоний рядок) – 7,5 мм. Текст набирається шрифтом Times New Roman 10 pt з одиночним міжрядковим інтервалом. Допускається розділення тексту на розділи. Назва розділу оформляється заголовними буквами і центрується, нумерація – не обов'язкова (розділи ВСТУП, ВИСНОВОК і ЛІТЕРАТУРА, якщо такі є, не нумеруються). Перед назвою розділу вставляється один порожній рядок.

Рисунки і широкі таблиці допускається розміщувати в одну колонку. Назва виконується шрифтом розміром 9 pt. Допускається використання рисунків і таблиць без назви: Рис. 1, Табл. 1.

Таблиця 1

Розміри полів тексту статті

Поле зліва	20 мм
Поле справа	20 мм
Поле зверху	20 мм
Поле знизу	25 мм

Рисунки розташовуються у окремих абзацах, з вирівнюванням по центру і оформляються як окремі об'єкти, виконуються в редакторі рисунків Microsoft Word або вставляються в текст статті у форматі bmp або jpg.

Розташування рисунка поверх тексту і застосування альбомної орієнтації не допускається.

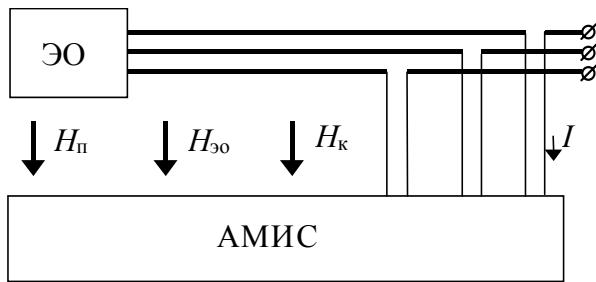


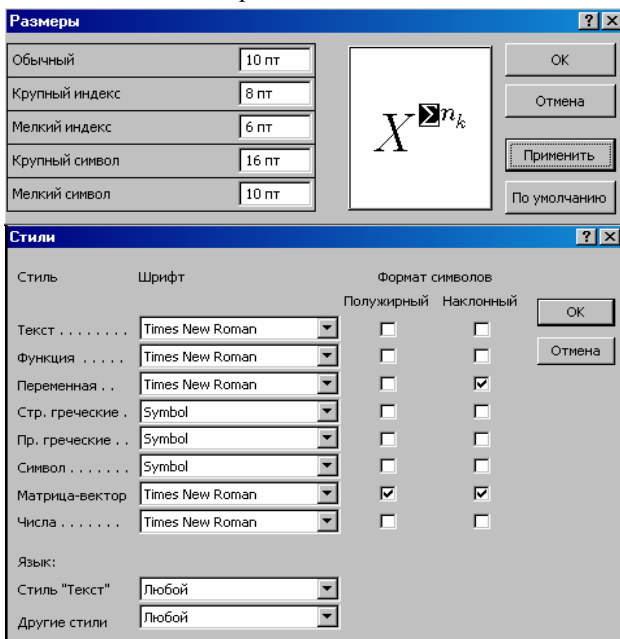
Рис.1. Функціональна схема пристрою

Математичні формули створюються у вигляді окремих об'єктів тільки в редакторі формул Microsoft Equation, розташовуються по центру і нумеруються в межах статті, номер притиснутий до правої сторони колонки. За формулою має слідувати розділовий знак, а якщо формула містить пояснення, то вони повинні починатися з нового 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  $\ell$ , а також змінювати розмір об'єкту формули. Крім того, необхідно використовувати символ множення у вигляді крапки.

Великі вирази і рівняння необхідно записувати в декілька рядків

$$Y = \varphi_0(S_n) + \gamma_0 \cdot \int_{S=0}^{S_n} \varphi_0 \cdot \sin(S_n - S) \cdot dS + \gamma_0^2 \cdot \int_{S=0}^{S_n} P_0(S) \cdot \cos(S_n - S) \cdot dS. \quad (2)$$

Символи у формулах і в тексті статті повинні мати однакові зображення.

Перелік літератури розміщується в кінці тексту. Розмір шрифту - 9пт. Після відступу одного порожнього рядку (10пт) від основного тексту по центру колонки розташовують слово ЛІТЕРАТУРА. Нумерація джерел – у порядку посилань по тексту або в алфавітному порядку, номер поміщається у квадратних дужках з виступом.

## ВИСНОВОК

Якщо Ви робите посилання на формули, рисунки, таблиці або літературу, необхідно використовувати наступні позначення: (1), (1) і (2), (1) – (4); рис. 1, рис. 1,а, рис. 1 і 2; табл. 1, табл. 1 і 2; [1], [1 – 3, 5].

## ЛІТЕРАТУРА

- [1] P.V. Johns, "A symmetrical condensed node for the TLM method", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-35, Apr. 1997, pp. 370-377.
- [2] Шимони К. Теоретическая электротехника. – М.: Мир, 1964. – 272 с.
- [3] Лавров В.Я. Численно-аналитический метод расчета помехонесущих магнитных полей // Техн. электродинамика. – 1983. - № 61. - С. 18-21.
- [4] Пат. 14813 А Україна. МКИ G 01 R 33/24. Спосіб визначення залишкової та індукованої складових компонента магнітної індукції статичного зовнішнього магнітного поля ферромагнітного виробу / А.В. Єрисов, В.С. Лупіков, В.Ю. Розов та ін.— №95125251; Заявлено 12.12.95; Опубл. 30.06.97. Бюл. №3. — 6 с.
- [5] Минкевич А.В. Физическое пространство — время и релятивистская космология // Тез. докл. 10-й Росссийск. Гравитац. конф. "Теоретические и экспериментальные проблемы общей теории относительности и гравитации" (г. Владимир, 20-27 июня 1999 г.). — М.: РГО, 1999. — с. 84.

В кінці статті, через інтервал в 1-2 рядки розміром 10пт, мовою оригіналу вказують дату надходження статті в редакцію журналу (розмір 9пт, курсив, розташування по правому краю). Наприклад:

Поступила 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](mailto:kbv@kpi.kharkov.ua) [eie@kpi.kharkov.ua](mailto:eie@kpi.kharkov.ua)

Довідки за телефонами: (057) 707-62-81 Клименко Борис Володимирович, Злуніцина Наталя Ростиславівна

**НАУКОВО-ПРАКТИЧНИЙ ЖУРНАЛ**

*Електротехніка і Електромеханіка*  
*Электротехника и Электромеханика*  
*Electrical engineering & Electromechanics*  
**2008'5**

ISBN 966-593-254-3



Технічне редагування:

Ємельянов Вадим Леонідович

т. (057)707-69-76

E-mail: [evl@kpi.kharkov.ua](mailto:evl@kpi.kharkov.ua)

Секретар редакції:

Злуніцина Наталя Ростиславівна

т. (057)707-62-81

E-mail: [seb@kpi.kharkov.ua](mailto:seb@kpi.kharkov.ua)

Підписано до друку 10.10.2008 р.

Формат 60 × 90 1/8. Папір Prima Copy

Друк - різнографічний. Ум. друк. арк. 9,8.

Наклад 300 прим. 1-й завод - 140. Зам. № ?????. Ціна договірна.

---

НТУ "ХПІ". 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

---

Друкарня №

---