



---

*Електротехніка і Електроомеханіка*

*Электротехника и Электромеханика*

*Electrical engineering & Electromechanics*

---

**2008'2**



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

**EIE**

**Науково-практичний журнал**

**2008'2**

**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, начальник Харківської філії Державного НДЦ залізничного транспорту України, Харків

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

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

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

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

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

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

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

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

**АДРЕСА РЕДКОЛЕГІЇ**

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

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

# ЗМІСТ

## *Електричні машини та апарати*

<b>Болюх В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Щукин И.С.</b>	Устройство защиты компьютерной информации от несанкционированного доступа на основе индукционно-динамического двигателя	<b>5</b>
<b>Васьковский Ю.Н., Гайденок Ю.А.</b>	Принцип относительности и выбор системы координат при анализе электромагнитного поля в электрических машинах	<b>11</b>
<b>Гречко А.М., Бугайчук В.М.</b>	Исследование и расчет размеров магнитопровода электромагнита с однопозиционной магнитной защелкой	<b>15</b>
<b>Дегтев В.Г., Бабушанов А.В.</b>	Проектирование безконтактных совмещенных синхронных генераторов электромеханических систем	<b>21</b>
<b>Заблудский Н.Н., Филатов М.А., Квасов В.А., Гринь Г.М.</b>	Переходные процессы полифункциональных электротепломеханических преобразователей технологического назначения	<b>25</b>
<b>Красовский П.Ю., Цыпленков Д.В.</b>	Устройство контроля хищений электроэнергии	<b>29</b>
<b>Кузнецов Б.И., Василец Т.Е., Варфоломеев А.А.</b>	Разработка нейросетевой системы наведения и стабилизации вооружения легкобронированных машин	<b>31</b>
<b>Лелюк Н.А., Лупиков В.С.</b>	Исследование вибрации механических систем на основе аналогии с электрическими схемами замещения	<b>35</b>
<b>Лущик В.Д.</b>	Електричні машини постійного струму з новою системою електромагнітного збудження	<b>39</b>
<b>Мишин В.И., Козырский В.В., Чуенко Р.Н.</b>	Методика расчета характеристик компенсированного асинхронного двигателя	<b>42</b>
<b>Мороз В.І., Харчишин Б.М.</b>	Числово-аналітичний метод розрахунку електромеханічних систем	<b>45</b>
<b>Пуйло Г.В., Кузьменко И.С., Тонгалюк В.В.</b>	Современные тенденции совершенствования распределительных трансформаторов	<b>48</b>
<b>Ставинский А.А., Ставинский Р.А.</b>	Классификации структур и элементов электромагнитных систем электромеханических и индукционных статических преобразователей	<b>53</b>

## Теоретична електротехніка

Баранов М.И.	Полевая и цепная формулировки фундаментальной задачи о передаче электромагнитной энергии в системе "металлический провод – проводящая земля" с переменным электрическим током	59
Пентегов И.В., Рымар С.В., Красножон А.В.	Расчет удельных потерь в ферромагнитных материалах при повышенных частотах с учетом нелинейности магнитных характеристик среды	64

## Техніка сильних електричних та магнітних полів

Петков А.А.	Учет характеристик коммутаторов при анализе и синтезе разрядных цепей высоковольтных импульсных испытательных устройств	68
-------------	---	----

## Інформація

Клименко Б.В.	Стандарти "ДСТУ ІЕС" та україномовна електротехнічна термінологія: шляхи до гармонізації	73
---------------	--	----

<b>Список авторів</b>		77
-----------------------	--	----

<b>Abstracts</b>		78
------------------	--	----

<b>Вимоги</b> до оформлення статей та інформаційних матеріалів у науково-практичному журналі "Електротехніка і електромеханіка"		80
---	--	----

## ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

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

## ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!

*Постановою Президії ВАК України від 15.01.03 № 1-08/5 науково-практичний журнал "Електротехніка і Електромеханіка" внесено до Переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата наук. Журнал зареєстровано як фаховий з № 1 2002 року.*

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

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

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

## УСТРОЙСТВО ЗАЩИТЫ КОМПЬЮТЕРНОЙ ИНФОРМАЦИИ ОТ НЕСАНКЦИОНИРОВАННОГО ДОСТУПА НА ОСНОВЕ ИНДУКЦИОННО-ДИНАМИЧЕСКОГО ДВИГАТЕЛЯ

Болух В.Ф., д.т.н., проф., Марков А.М., Лучук В.Ф., к.т.н., Шукин И.С., к.т.н., доц.  
Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"  
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", каф. "Общая электротехника" и "Электрические машины"  
тел. (057) 70-76-427, E-mail: bolukh@kpi.kharkov.ua, tech@tetra.kharkiv.com.

*Запропонована концепція пристрою захисту комп'ютерної інформації від несанкціонованого доступу, виконаного на основі індукційно-динамічного двигуна з електронним керуванням. Встановлені особливості роботи електродвигуна при вільному початковому прискоренні та наступному різкому гальмуванні якоря, що виникає при взаємодії бойка з вінчестером комп'ютера. Розроблена конструкція пристрою та проведені його експериментальні дослідження і випробування.*

*Предложена концепция устройства защиты компьютерной информации от несанкционированного доступа, выполненного на основе индукционно-динамического двигателя с электронным управлением. Установлены особенности работы электродвигателя при свободном начальном ускорении и последующем резком торможении якоря, которое возникает при взаимодействии бойка с винчестером компьютера. Разработана конструкция устройства и проведены его экспериментальные исследования и испытания.*

### ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время на персональных компьютерах хранятся значительные объемы информации, представляющую высокую коммерческую или служебную ценности. Стоимость хранящейся на компьютере информации может многократно превышать стоимость самого носителя – винчестера (жесткого магнитного диска). Поэтому компьютер должен иметь защиту важной информации от несанкционированного доступа посторонними лицами при непосредственном обращении к винчестеру или через сеть, например Интернет [1]. Для предотвращения утечки такой информации наиболее целесообразным представляется ее уничтожение. В последнее время появилось целое семейство устройств, обеспечивающих защиту компьютерной информации от несанкционированного доступа. Все эти устройства стирают информацию с винчестеров при помощи возбуждаемого магнитного поля различного характера: сильного постоянного, импульсного, изменяющего направление, величину и частоту следования импульсов и др. [2-4]. Однако при воздействии внешним магнитным полем сохраняется возможность восстановления информации винчестера специальными средствами. Кроме того, известные устройства должны иметь мощный источник для возбуждения магнитного поля и значительные габариты. При этом сами винчестеры имеют защиту от внешних электромагнитных полей в виде электропроводящего и ферромагнитного корпуса. Именно поэтому в мировой практике информационной безопасности для полной сохранности рекомендуется физическое повреждение или уничтожение винчестера.

Исходя из этого, предлагается устройство защиты информации на компьютере от несанкционированного доступа, выполненное на основе автономного индукционно-динамического двигателя (ИДД), которое обеспечивает необратимое деформирование винчестера [5]. Над винчестером устанавливается исполнительный блок ИДД со стальным заостренным бойком. Устройство в сборе монтируется в короб системного блока компьютера. Получив управляющий импульс, например, с дистанционного пульта, по команде датчиков на вскрытие или изменения положения, по команде с телефона и др., ИДД через заданное

время срабатывания стремительно разгоняет якорь с бойком, который пробивает насквозь прочную крышку винчестера и хрупкие алюминиевые или стеклянные пластины – носители данных. От резкой остановки пластин привод винчестера выходит из строя, а магнитные головки разрушаются. Винчестер не подлежит восстановлению и с него не представляется возможным снятие информации.

Целью статьи является разработка устройства защиты компьютерной информации от несанкционированного доступа на основе индукционно-динамического двигателя, который должен питаться от низковольтного аккумулятора, обеспечивать необходимую ударную нагрузку, возможность многократного срабатывания для гарантированного пробивания винчестера и иметь ограниченные массогабаритные показатели.

### ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ И КОНСТРУКТИВНАЯ СХЕМЫ ИДД

Функциональная схема ИДД, предназначенного для пробивания отверстий в винчестере, включает (рис. 1): зарядное устройство ЗУ, аккумулятор А, преобразователь ПР, обеспечивающий на выходе ток высокой частоты, трансформаторно-выпрямительный блок ТВ, обеспечивающий повышение напряжения переменного сигнала и его выпрямление, емкостной накопитель ЕН, разрядник Р, датчик положения ДП, регистрирующий перемещение якоря с бойком, коммутатор К, формирователь импульсов тока ФИ, неподвижный индуктор И и ускоряемый электропроводящий якорь Я. Блок управления БУ обеспечивает запуск устройства защиты информации, задает величину напряжения и форму разрядного тока в индукторе. После подачи управляющего импульса осуществляется зарядка емкостного накопителя ЕН и при достижении определенного напряжения срабатывает разрядник Р и происходит импульсное возбуждение индуктора И. Перемещение якоря Я с бойком при прямом ходе осуществляется под действием электродинамической силы, действующей со стороны индуктора И, а при обратном ходе – под действием возвратной пружины. Такой цикл повторяется до проникновения бойка в винчестер на глубину, задаваемую

мую датчиком положения ДП.

Конструктивная схема ИДД содержит неподвижный индуктор с многovitковой обмоткой 1, которая уложена в стеклотекстолитовый кожух 2 и замоничена эпоксидной смолой (рис. 2).

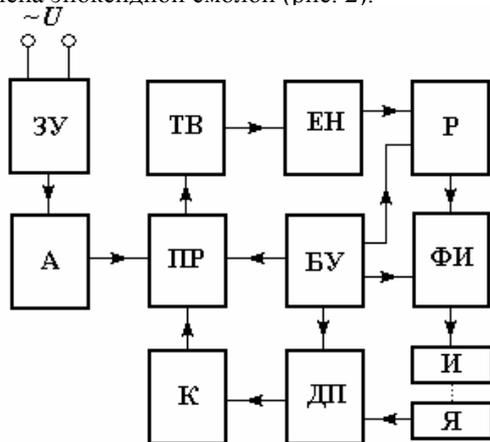


Рис. 1

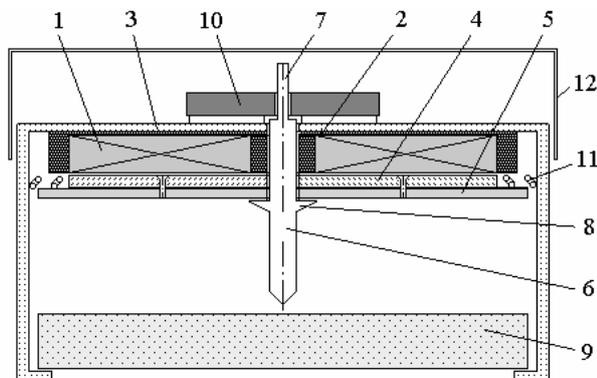


Рис. 2

Индуктор прикреплен к каркасу устройства 3. Напротив открытой стороны обмотки индуктора установлен медный якорь 4, который прикреплен к силовой пластине 5. В центре индуктора, якоря и силовой пластины выполнено отверстие, в котором расположен подвижный боек 6, имеющий концевую часть 7 и упорный выступ 8. Заостренная ударная часть бойка установлена напротив винчестера 9, зафиксированного относительно каркаса 3, концевая часть 7 – установлена в зазоре оптического датчика положения 10, а упорный выступ 8 механически взаимодействует с силовой пластиной 5. Пружина 11, прикрепленная к каркасу 3 и силовой пластине 5, обеспечивает плотное прижатие якоря 3 к обмотке 1 до и после силового импульса. Сверху устройство закрыто защитным кожухом 12.

### МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИДД

Как показывают исследования, рабочие характеристики ИДД, работающего в импульсном режиме с кратковременным рабочим циклом, во многом зависят от эффективного сочетания переходных электромагнитных процессов и механических нагрузок [6, 7]. При этом скорости протекания этих процессов должны быть согласованными. Поскольку при работе электродвигателя в массивном (одновитковом) якоре в каждый момент времени возникает существенная неравномерность распределения индуцированного тока, для расчета электрических процессов воспользуемся методикой, при которой якорь заменяется совокупностью элемен-

тарных короткозамкнутых токовых контуров, а индуктор представляется первичным контуром, подсоединенным к системе возбуждения от емкостного накопителя [8]. В таком случае расчетную электрическую схему, обеспечивающую циклическую работу ИДД, можно представить следующим образом (рис. 3). На схеме обозначены: 1 – неподвижный индуктор; 2 – массивный якорь, перемещаемый со скоростью  $V$ ; 3 – коммутатор, обеспечивающий периодический заряд емкостного накопителя от источника постоянного напряжения и последующий разряд на индуктор. Поскольку для емкостного накопителя  $C$  используются электролитические конденсаторы, имеющие повышенные массогабаритные показатели по сравнению с импульсными конденсаторами, то возбуждение ИДД должно осуществляться аperiodическими импульсами, для чего индуктор шунтирован обратным диодом  $VD$ .

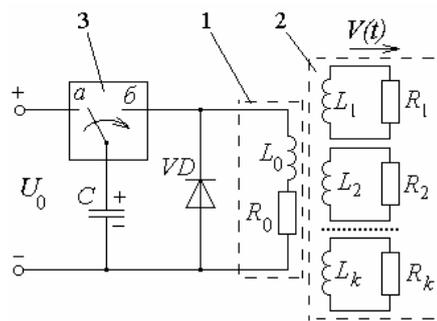


Рис. 3

Электрические процессы ИДД описываются системой дифференциальных уравнений:

$$R_0(T_0) \cdot i_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i_0 dt + M_{01}(z) \frac{di_1}{dt} + \dots + M_{0k}(z) \times$$

$$\times \frac{di_k}{dt} + V(t) \left( i_1 \frac{dM_{01}}{dz} + \dots + i_k \frac{dM_{0k}}{dz} \right) = U_0;$$

$$R_1(T_1) \cdot i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M_{01}(z) \frac{di_0}{dt} + M_{12}(z) \frac{di_2}{dt} + \dots + M_{1k}(z) \frac{di_k}{dt} +$$

$$+ V(t) \left( i_0 \frac{dM_{01}}{dz} + i_2 \frac{dM_{12}}{dz} + \dots + i_k \frac{dM_{1k}}{dz} \right) = 0;$$

$$R_k(T_k) \cdot i_k + L_k \frac{di_k}{dt} + M_{0k}(z) \frac{di_0}{dt} + M_{1k}(z) \frac{di_1}{dt} + \dots + M_{k-1k}(z) \times$$

$$\times \frac{di_{k-1}}{dt} + V(t) \left( i_0 \frac{dM_{0k}}{dz} + i_1 \frac{dM_{1k}}{dz} + \dots + i_{k-1} \frac{dM_{k-1k}}{dz} \right) = 0,$$

где  $i_0, L_0, R_0$  – соответственно ток, индуктивность и сопротивление индуктора;  $i_k, L_k, R_k$  – соответственно ток, индуктивность и сопротивление элементарного короткозамкнутого  $k$ -го контура массивного якоря, перемещающегося со скоростью  $V(t)$  вдоль оси  $z$  относительно индуктора;  $M_{kp}$  – взаимоиנדуктивность между  $k$  и  $p$  токовыми элементами двигателя ( $k \neq p$ );  $T_0, T_k$  – температура 0-го и  $k$ -го токовых контуров;  $C, U_0$  – емкость и зарядное напряжение емкостного накопителя соответственно.

Перемещение якоря с бойком возникает из-за электродинамической силы

$$f_z(t) = i_0(t_n) \cdot \sum_k i_k(t_n) \frac{dM_{0k}}{dz},$$

действующей на якорь со стороны индуктора. При этом их скорость можно представить в виде рекуррентного соотношения:

$$V(t_{n+1}) = V(t_n) + \frac{t_{n+1} - t_n}{m_1 + m_2} i_0(t_n) \cdot \sum_k i_k(t_n) \frac{dM_{0k}}{dz} - K_p \times \\ \times \Delta Z(t_n) - K_T \cdot V(t_n) - 0,125 \cdot \pi \cdot \gamma_a \beta_a D_{2m}^2 V^2(t_n),$$

где  $m_1, m_2$  - масса якоря и исполнительного элемента (силовой пластины и бойка) соответственно;  $K_p$  - коэффициент упругости пружины;  $\Delta Z(t)$  - величина перемещения;  $K_T$  - коэффициент динамического трения;  $\gamma_a$  - плотность воздуха;  $\beta_a$  - коэффициент аэродинамического сопротивления;  $D_{2m}$  - максимальный размер силовой пластины.

Для определения температуры, изменяемой во времени в течение рабочего процесса и распределенной по сечению индуктора и якоря, используется нелинейное уравнение теплопроводности в цилиндрической системе координат

$$c^*(T) \cdot \gamma \frac{\partial T}{\partial t} = \lambda_w(T) \left( \frac{\partial^2 T}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial T}{\partial r} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right) + j^2(t) \cdot k_z \cdot \rho(T),$$

где  $c^*(T)$  - усредненная удельная теплоемкость;  $\gamma$  - усредненная плотность материала;  $j(t)$  - плотность тока;  $\lambda_w(T)$  - коэффициент теплопроводности;  $k_z$  - коэффициент заполнения индуктора;  $\rho(T)$  - удельное сопротивление.

#### МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ИДД

На основе представленных выражений разработана компьютерная программа, моделирующая работу ИДД с учетом всех основных характеристик и параметров. Рассмотрим особенности работы электродвигателя при свободном начальном ускорении и последующем резком торможении якоря, которое возникает при взаимодействии бойка с винчестером, после чего скорость якоря затухает по экспоненциальному закону

$$V(t) = V_e \exp(-t \cdot V_e / \Delta Z_e),$$

где  $V_e$  - скорость при контакте бойка с винчестером;  $\Delta Z_e$  - эффективное расстояние, на которое боек проникает вглубь винчестера.

На рис. 3 представлены рассчитанные усредненные плотности тока в обмотке индуктора  $j_1$  и якоря  $j_2$  при возбуждении индуктора апериодическим импульсом от емкостного накопителя и начальном зазоре между бойком и винчестером  $Z_e$ : 0 (тонкие линии); 1,5 мм (тонкие линии с метками); 3,0 мм (жирные линии) [9].

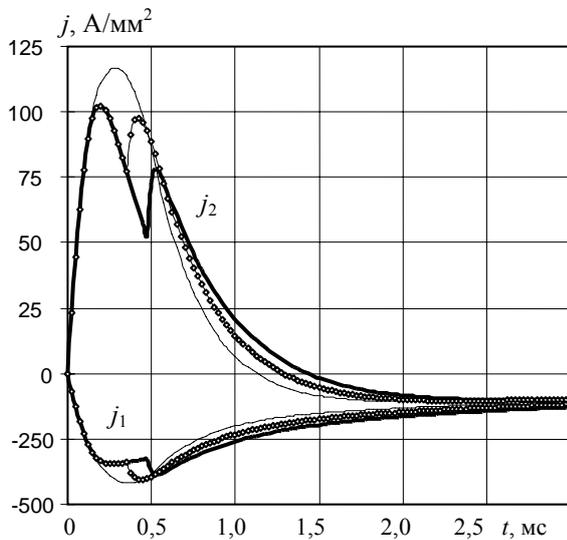


Рис. 3

Импульс тока в обмотке индуктора сохраняет полярность в течение рабочего цикла, а импульс тока в якоре через определенное время (1,2 - 1,5 мс) меняет полярность на противоположную. Вследствие этого изменяется характер аксиальной составляющей интегральной электродинамической силы  $F_z$ , действующей на якорь, от начального отталкивания до последующего притяжения (рис. 4). Причем, при отсутствии начального зазора между бойком и винчестером указанное изменение полярности происходит быстрее.

При отсутствии начального зазора между бойком и винчестером кривые плотностей тока в активных элементах имеют плавный характер, обусловленный отсутствием резких изменений в характере перемещения якоря. При наличии начального зазора  $Z_e$  на кривых появляются дополнительные всплески токов, обусловленные резким торможением якоря при взаимодействии бойка с винчестером.

На рис. 4 представлены аксиальная составляющая интегральной силы  $F_z$  и скорость  $V$  для рассматриваемого ИДД при условиях, аналогичных рис. 3.

$$\frac{F_z}{\text{кН}} \quad \frac{V}{\text{м/с}}$$

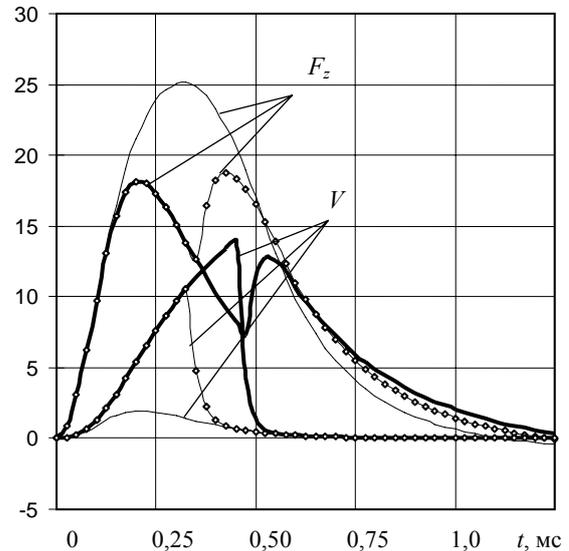


Рис. 4

При отсутствии начального зазора между бойком и объектом деформирования ( $Z_e=0$ ) якорь приобретает небольшую скорость  $V$  и заостренный боек совершает незначительное перемещение вглубь массивного объекта. Форма кривой аксиальной силы  $F_z$  имеет гладкий характер, изменяемый в зависимости от импульса тока возбуждения индуктора. При наличии начального зазора  $Z_e$  и свободном ускорении якоря наблюдается бросок электродинамической силы, связанный с резким торможением якоря при взаимодействии бойка с массивным объектом.

Помимо сложного характера временных зависимостей интегральных электродинамических сил, действующих на якорь в целом, наблюдается и существенная пространственная неравномерность распределения удельных сил, действующих на отдельные участки якоря. Последнее обстоятельство обусловлено неравномерностью распределения индуцированного тока по массиву якоря. На рис. 5 показаны распределения аксиальной  $f_z$  и радиальной  $f_r$  составляющих

удельных электродинамических сил, действующих на круглый якорь с наружным радиусом  $r_{ex}$  в различные моменты времени при начальном зазоре  $Z_e=0$ .

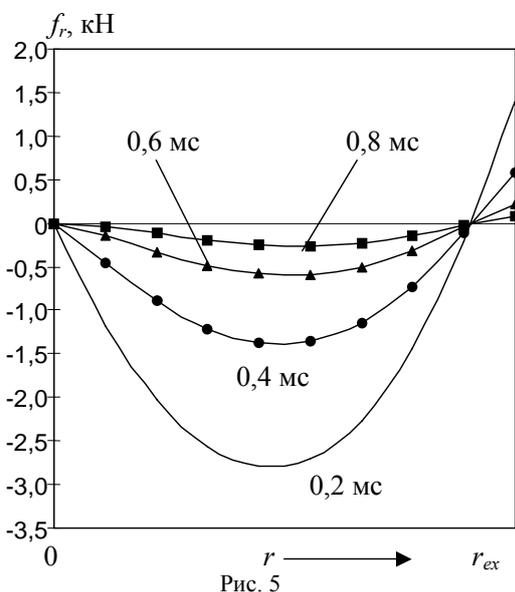
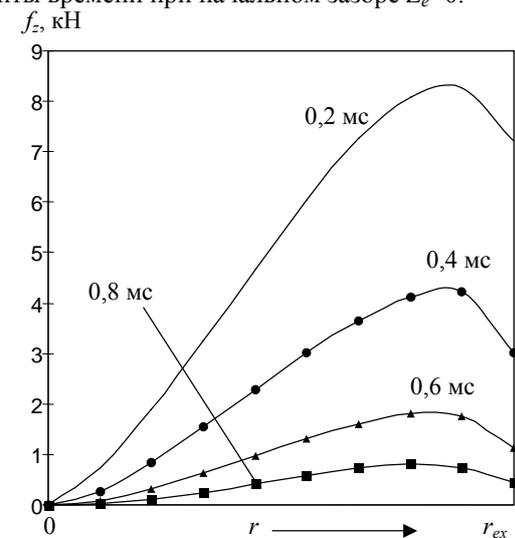


Рис. 5

Можно отметить существенную неравномерность распределения удельных сил по поверхности якоря. Аксиальные электродинамические силы  $f_z$  значительно превосходят радиальные  $f_r$ , причем максимальная их величина приходится на внешние участки якоря, что необходимо учитывать при конструировании устройства. Такое соотношение аксиальных и радиальных удельных электродинамических сил объясняется характером распределения результирующего магнитного поля в активной зоне ИДД, поскольку в зазоре между обмоткой индуктора и якорем магнитное поле в основном имеет радиальное направление.

На рис. 6 показано распределение силовых линий магнитного поля в момент максимума электродинамических сил, действующих на ускоряемый якорь. Здесь использованы обозначения, аналогичные рис. 2.

### КОНСТРУКЦИЯ УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ

На базе проведенных исследований была разработана конструкция устройства защиты компьютерной информации от несанкционированного доступа

на основе автономного (питаемого от аккумулятора) ИДД с электронным управлением. Конструктивно устройство состоит из двух блоков: электронного и силового, которые соединены между собой силовыми и сигнальными проводами (рис. 7).

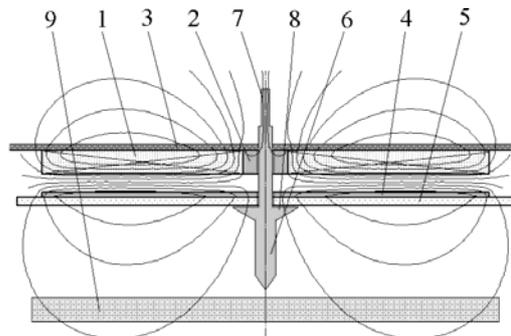


Рис. 6

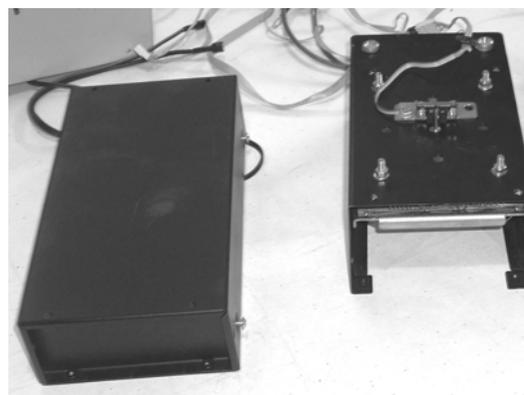


Рис. 7

В состав электронного блока входят (рис. 8): зарядное устройство для аккумулятора; преобразователь постоянного напряжения, обеспечивающий напряжение 450 В для емкостного накопителя из напряжения 12 В, поступающего от аккумулятора; батарея из 20 электролитических конденсаторов НТ (snap-in terminal type, miniaturized series) емкостью 150 мкФ и напряжением 450 В; спусковое устройство (разрядник), обеспечивающее разряд емкостного накопителя на индуктор при напряжении 430 В.

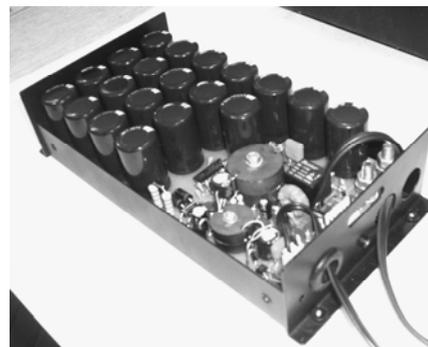


Рис. 8

В состав силового блока, схематически представленного на рис.9 входят: 1 – защитный кожух; 2 – оптический датчик положения бойка; 3 – каркас устройства; 4 – возвратные пружины; 5 – обмотка индуктора; 6 – якорь из одной или нескольких медных пластин; 7 – силовая пластина с направляющими выступами; 8 – электронный модуль, включающий силовой тиристор и диод; 9 – боек; 10 – винчестер.

При подаче переменного напряжения 220 В на электронный блок происходит зарядка аккумулятора током 40 мА (рис. 10).

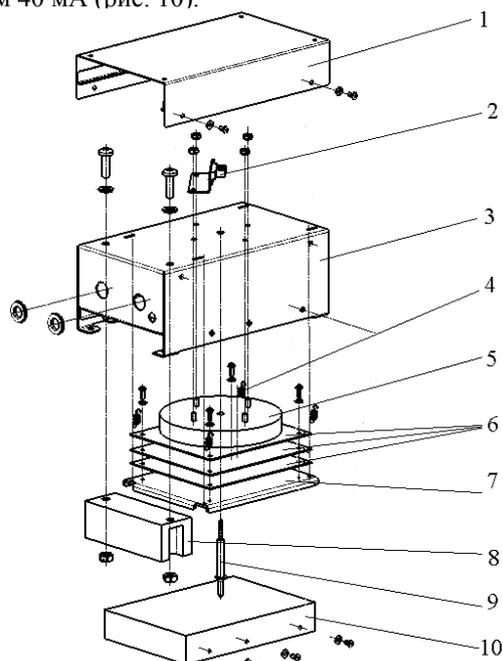


Рис. 9

При полном заряде аккумулятора включается красный светодиод, после чего процесс зарядки прекращается. Контакты реле автоматики включения должны коммутировать ток не менее 40 мА при напряжении 15 В. При замыкании контактов реле автоматики срабатывает реле К1.1, начинает работать преобразователь постоянного напряжения 12 В/ 450 В. Через определенное время, когда батарея конденсаторов С8 заряжается до напряжения 430 В, с помощью разрядника Р1 происходит автоматический разряд батареи конденсаторов на индуктор (L11, R11). Этот процесс будет повторяться до тех пор, пока не сработает датчик положения SQ1, установленный на силовом блоке. Это произойдет после того, как концевая часть бойка выйдет из зазора оптического датчика положения, т.е. боек проникнет вглубь винчестера на заданное расстояние.

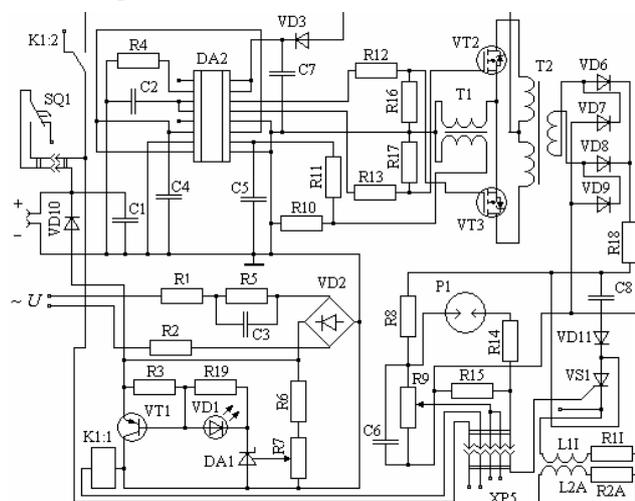


Рис. 10

На рис. 11 показан изготовленный и собранный

силовой блок (вид с торца). У этого блока пружины соединяют силовую пластину с каркасом при помощи перекрестных тяг.



Рис. 11

### ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

Были проведены экспериментальные исследования устройства защиты информации, при которых с помощью электронного осциллографа RIGOL измерялись ток в индукторе и динамическое давление на неподвижный винчестер. Для измерения динамического давления использовался датчик M101A06, фирмы РСВ, который снабжен встроенным усилителем, характеризуется динамическим диапазоном 0,68-3450 кПа, чувствительностью 1,45 мВ/кПа и выдерживает максимальное давление 34,5 МПа. На рис. 12 показан измеренный ток в индукторе при отсутствии начального зазора между бойком и винчестером, который удовлетворительно совпадает с рассчитанным током (см. рис. 3). На рис. 13 показаны измеренные значения динамического давления, снятые при разрядном напряжении емкостного накопителя 200 В (а) и 350 В (б). Эти кривые удовлетворительно совпадают с рассчитанными значениями интегральной электродинамической силы  $F_z$  (см. рис. 4).

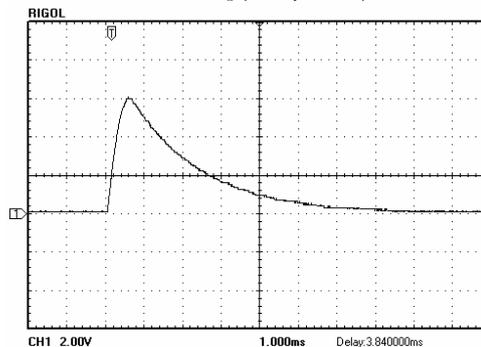


Рис. 12

В табл. 1 представлены основные электромагнитные и механические параметры ИДД, развиваемые в устройстве защиты компьютерной информации.

В целом экспериментальные исследования подтвердили достоверность расчетной методики и работоспособность устройства защиты компьютерной информации.

Как установлено в процессе испытаний, пробой стандартного винчестера бойком происходит после 1 удара, на что необходимо 3 с после подачи запускающего импульса. В случае использования винчестера с особо прочным корпусом устройство возбуждает серию последовательных силовых импульсов для проникновения бойка на заданную глубину. При этом

для возбуждения двух импульсов необходимо 7 с, для трех – 10 с и т.д. Отметим, что за три импульса пробивался винчестер с самым прочным корпусом.

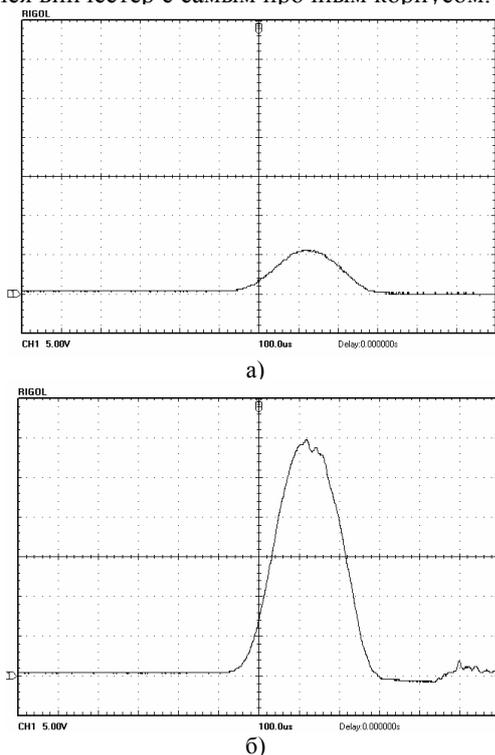


Рис. 13

Таблица 1

Мощность в импульсе	10 кВт
Энергия удара	30 Дж
Величина импульса тока индуктора	2,4 кА
Максимальная скорость якоря	13,6 м/с
Продолжительность включения	0,5 %
Частота работы	20 мин <sup>-1</sup>
Вес устройства	1,5 кг
Диаметр бойка	5 мм
Ход бойка	15 мм

На рис. 14 показан общий вид винчестера со снятой крышкой после срабатывания устройства защиты.



Рис. 14

Предлагаемая технология защиты информации защищена патентами [5, 10] и характеризуется высокой эффективностью. По заключению специалистов по восстановлению винчестеров компании Ontrack Data Recovery, которые гарантируют среднюю эффективность восстановления данных винчестера на уровне 75%, в том числе после воздействия внешнего магнитного поля, на данный момент не существует технологии, с помощью которой можно было бы восста-

новить информацию, когда в пластинах винчестера есть дырка. При этом отмечаются следующие повреждения винчестера: сквозные отверстия во всех пластинах с магнитным слоем, деформация блока головок, нарушение геометрии пластин (видно по отражению света на пластинах) и микротрещины магнитного слоя в районе удара.

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложена концепция устройства защиты компьютерной информации от несанкционированного доступа, выполненного на основе ИДД с электронным управлением.

Для расчета параметров и характеристик ИДД, работающего в импульсном режиме с кратковременным рабочим циклом, использована методика, учитывающая переходные электромагнитные процессы с изменяемыми параметрами и механические нагрузки.

Установлены особенности работы электродвигателя при свободном начальном ускорении и последующем резком торможении якоря, которое возникает при взаимодействии бойка с винчестером.

Разработана конструкция устройства защиты компьютерной информации, состоящего из электронного и силового блоков.

Проведены экспериментальные исследования, которые подтвердили достоверность расчетной методики и работоспособность устройства защиты информации.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Спесивцев А.В. Защита информации в персональных компьютерах. – М., Радио и связь. 1992, С. 140-149.
- [2] Пат. РФ № 2206131. Способ стирания информации на магнитном носителе и устройство для его осуществления / Гумиров Р.Ф. – МКИ G11B5/024. – 10.06.2003.
- [3] Пат. РФ № 2210807. Устройство защиты информации / Шапкин Д.И. – МКИ. G06F12/14, G11B5/024 – 20.08.2003.
- [4] Пат РФ № 2256955. Устройство оперативного уничтожения информации на магнитных носителях / Сапунов А.С., Кузнецов О.А. – МКИ G11B5/024. – 20.07.2005.
- [5] Пристрій для захисту інформації, розміщеної на носії запису, від несанкціонованого доступу / Боллох В.Ф., Марков О.М., Лучук В.Ф., Щукін І.С. – З. № 200505448. – Заявл. 07.06.2005. – МПК G11B5/024. Рішення про видачу патенту України від 09.08.2007.
- [6] Чемерис В.Т., Васильковский Ю.Н., Петровский В.П. и др. Физическое моделирование особенностей ускорения якоря в импульсном электромеханическом преобразователе индукционного типа // Техн. электродинамика. – 1986. - № 3. – С. 66-68.
- [7] J.A.Andrews, J.R.Devine, "Armature design for coaxial induction launchers", *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 27, № 1, pp. 639-643, 1991.
- [8] Боллох В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Щукін І.С. Теоретические и экспериментальные исследования индукционно-динамического двигателя, возбуждаемого от полярного емкостного накопителя // Техн. электродинамика. Тем. выпуск: Проблемы современной электротехники. - 2006. - Ч. 2. - С. 65-70.
- [9] Боллох В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Щукін І.С. Исследование индукционно-динамического двигателя при наличии ускорительной и тормозной фаз рабочего процесса // Электротехника і електромеханіка. – 2007. - № 2. – С. 13-18.
- [10] Пат. РФ № 2305329, МКИ G11B 5/024. Способ защиты информации и устройство для его осуществления / Боллох В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Щукін І.С. – З. № 2005120956. – Заявлено 04.07.2005. – Опубл. 28.08.2007, Бюл. № 24. – 9 с.

*Поступила 30.08.2007*

## ПРИНЦИП ОТНОСИТЕЛЬНОСТИ И ВЫБОР СИСТЕМЫ КООРДИНАТ ПРИ АНАЛИЗЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ

Васьковский Ю.Н., д.т.н., Гайденко Ю.А.

Национальный технический университет Украины "Киевский политехнический институт"  
Украина, 03056, Киев, пр-т Перемоги, 37, корп.20, кафедра электромеханики  
тел. (044) 454-95-18, E-mail: ntuukafem@ua.fm

*На прикладі асинхронного короткозамкненого електродвигуна з масивними стрижнями ротора проаналізована проблема оптимального вибору системи координат, в якій формулюються і розв'язуються рівняння електромагнітного поля в активній зоні двигуна.*

*На прикладі асинхронного короткозамкнутого електродвигателя с массивными стержнями ротора проанализирована проблема оптимального выбора системы координат, в которой формулируются и решаются уравнения электромагнитного поля в активной зоне двигателя.*

### ВВЕДЕНИЕ

Наиболее точный и достоверный расчет интегральных характеристик ЭМ можно выполнить на основе результатов анализа электромагнитного поля в активной зоне машины [1, 2]. Полевой анализ ЭМ требует одновременного решения общих уравнений поля во всех частях машины с учетом их взаимного относительного движения.

Запись уравнений поля и их дальнейшее решение можно проводить в различных системах координат, связанных с каждой из частей машины, а также, в общем случае, в произвольной инерциальной системе координат, перемещающейся с постоянной скоростью относительно каждой из частей машины. Например, в ЭМ вращающегося типа уравнения электромагнитного поля машины могут решаться как в неподвижной (статорной) системе координат, так и в подвижной (роторной) системе координат, вращающейся с угловой скоростью  $\omega_R$  вместе с ротором. В симметричных машинах переменного тока, питаемых симметричным фазным напряжением, рассматривается еще и угловая скорость вращения электромагнитного поля статора  $\omega_1$ . В ряде случаев целесообразно выполнять решение уравнений поля в системе координат, синхронно вращающейся с электромагнитным полем обмотки статора.

В соответствии с принципом относительности основные интегральные характеристики процесса электромеханического преобразования энергии в ЭМ инвариантны (одинаковы) в любой системе координат. В частности, инвариантными в различных системах координат остаются потери энергии в электропроводных элементах  $Q_D$  (а значит и их нагрев), механическая работа и мощность (а значит при заданной скорости вращения ротора и электромагнитный момент  $M_{ЭМ}$ ), полная энергия электромагнитного поля  $W_M$ . Зависимость этих величин от выбора системы координат противоречила бы закону сохранения энергии.

С другой стороны, как будет показано далее, форма записи уравнений поля неодинакова в различных системах координат. Следовательно, инвариан-

тным с точки зрения наблюдателей, находящихся в различных системах координат, является распределение полевых функций (в частности векторного магнитного потенциала) в расчетной области, т.е. изображение картины поля.

Какими же критериями должен пользоваться наблюдатель при выборе наиболее подходящей для полевого анализа ЭМ системы координат? Во-первых, поскольку решение уравнений поля выполняется, как правило, численно, то при рассмотрении каждой конкретной задачи необходимо выбирать наиболее простую форму записи уравнений поля и соответствующую ей более простую вычислительную процедуру. Во-вторых, расчетные результаты должны обеспечить наглядный анализ картины поля и адекватную физическую интерпретацию полученных результатов. Рассмотрим указанную проблему на примере трехфазного асинхронного электродвигателя (АД) с короткозамкнутой обмоткой на роторе, содержащей массивные электропроводные стержни.

### АНАЛИЗ УРАВНЕНИЙ ПОЛЯ В РАЗЛИЧНЫХ СИСТЕМАХ КООРДИНАТ

Расчет электромагнитного поля АД обычно проводят в расчетной области неизменной конфигурации при неизменном положении ротора относительно статора. Это допущение об "условной неподвижности" статора и ротора очень продуктивно, поскольку позволяет существенно упростить расчет численными методами - в процессе расчета используется только одна дискретная сетка, покрывающая расчетную область неизменной конфигурации. Сам же факт движения ротора и его влияние на характеристики машины учитывается в уравнениях поля.

Применительно к АД такой подход вносит некоторую погрешность, связанную с учетом изменения распределения поля при перемещении ротора относительно статора в пределах одного зубцового деления. Однако, как показали многочисленные исследования, эта погрешность практически не влияет на расчетные характеристики машины, а в случае необходимости можно провести серию дополнительных расчетов при различных положениях зубцов статора относительно зубцов ротора.

Ограничимся анализом электромагнитного поля АД в двумерном приближении, когда его поле может быть охарактеризовано с помощью векторного магнитного потенциала  $\vec{A} = \vec{z}A$ , имеющего одну пространственную компоненту, направленную вдоль оси машины (вдоль оси  $z$  системы координат). В этом случае подлежащее решению уравнение поля в общем виде имеет следующий вид [2]:

$$\Delta A - \mu\gamma \frac{\partial A}{\partial t} + \mu\gamma(\vec{V} \times \text{rot} A) = -\mu J_{\text{стор}} \quad (1)$$

где  $\vec{V}$  - вектор линейной скорости относительного движения материальной точки в электропроводной части конструкции ЭМ и системы координат,  $\mu, \gamma$  - магнитная проницаемость и электропроводность. Задаваемые в правых частях уравнения (1) источники поля - сторонние плотности токов  $J_{\text{стор}}$  задаются в сечениях обмоток машины и всегда соответствуют выбранной системе координат. Если на движущейся относительно системы координат части машины (роторе) также задаются сторонние плотности токов, то их величины должны быть приведены к выбранной системе координат. Этот аспект проблемы в статье не рассматривается.

Будем рассматривать установившиеся процессы, предполагая, что все величины являются гармоническими функциями времени. Переходя к комплексным изображениям величин, а также выражая вектор линейной скорости в виде  $\vec{V} = \omega_R \vec{R}$ , где  $\vec{R}$  - радиус - вектор произвольной точки ротора, получим запись уравнения (1) в следующем виде:

$$\Delta \dot{A} - j\omega\mu\gamma \dot{A} + \mu\gamma\omega_R(R \times \text{rot} \dot{A}) = -\mu \dot{J}_{\text{стор}} \quad (2)$$

где  $\omega$  - угловая частота изменения во времени векторного магнитного потенциала. При этом во всех точках ротора задается вектор скорости движения проводников ротора относительно системы координат. Например, в декартовых координатах с началом, расположенным в геометрическом центре машины, для составляющих вектора скорости в произвольной точке имеем выражения:

$$V_x = \omega_R R \cos \alpha = \omega_R y, \quad V_y = \omega_R R \sin \alpha = \omega_R x,$$

где  $R, x, y$  - радиус и декартовы координаты произвольной точки ротора,  $\alpha$  - угол между осью  $Y$  системы координат и радиус - вектором точки.

В левой части уравнения (2) кроме общего лапласиана  $\Delta \dot{A}$  содержатся еще две составляющие: "трансформаторная" составляющая  $j\omega\mu\gamma \dot{A}$ , которая характеризует вихревые токи в электропроводном теле, индуцированные изменяющимися во времени сторонними источниками поля, и "конвективная" составляющая  $\mu\gamma\omega_R(R \times \text{rot} \dot{A})$ , которая характеризует вихревые токи, индуцированные в электропроводном теле при его движении относительно источников поля. Несложно видеть, что обе составляющие отсутствуют в непроводящих телах (при  $\gamma = 0$ ), а конвективная со-

ставляющая к тому же отлична от нуля лишь в движущемся роторе.

Магнитопроводы статора и ротора АД обычно выполняются шихтованными. Пренебрегая влиянием незначительных вихревых токов шихтованных магнитопроводов на распределение поля в двигателе, можно обосновано считать, что электропроводность магнитопроводов равна нулю. Обычно также принимают, что электропроводность расчетных подобластей, расположенных в пазах статора с обмотками, также равна нулю. При этом, однако, в пазах задаются сторонние плотности токов обмоток. Пренебрежение электропроводностью подобластей в пазах ведет к пренебрежению неравномерностью распределения токов в сечении проводников обмоток, что при малых размерах сечений проводников вполне допустимо.

Таким образом, при расчете распределения поля в АД все элементы области статора можно считать неэлектропроводными, т.е. для статора справедливо следующее стационарное уравнение Пуассона, вытекающее из уравнения (2) при условии  $\gamma = 0$ :

$$\Delta \dot{A} = -\mu \dot{J}_{\text{стор}} \quad (3)$$

Поле в шихтованном магнитопроводе ротора и в воздушном зазоре также описывается уравнением (3). И только в массивных электропроводных роторных стержнях АД - подобластях пазов ротора, необходимо использовать общее уравнение (2). Таким образом, форма записи уравнения электромагнитного поля для статора и ротора существенно отличаются.

Угловая частота изменения во времени магнитного потенциала и токов  $\omega$  и угловая частота вращения ротора  $\omega_R$  зависят от выбора системы координат. При выборе системы координат формулируются соответствующие условия, которые накладываются на частоты в уравнении (2).

В синхронно вращающихся координатах наблюдатель видит "замороженную" (неизменяющуюся во времени) систему токов фаз обмотки статора. Условно допуская, что вместе с токами статора вращаются и пазы статора, несложно задать в них источники поля - неизменные во времени плотности токов:

$$\begin{aligned} J_{A\text{стор}} &= I_m / S_{\Pi} \\ J_{B\text{стор}} &= I_m \cos(-2\pi/3) / S_{\Pi} \\ J_{C\text{стор}} &= I_m \cos(-4\pi/3) / S_{\Pi} \end{aligned} \quad (4)$$

где  $I_m$  - амплитуда тока в фазе статора,  $S_{\Pi}$  - площадь паза статора.

Ротор относительно синхронной системы координат вращается с угловой частотой  $\omega_R = \omega_1 s = 2\pi f s / p$ , где  $s$  - скольжение ротора,  $p$  - число пар полюсов. Поскольку при работе двигателя в установившемся симметричном режиме работы вращающееся с частотой скольжения поле токов ротора неподвижно относительно вращающегося поля токов обмотки статора, наблюдатель в синхронных координатах видит также неизменяющуюся систему токов в стержнях ротора. Поэтому частоту изменения переменных следует принять равной нулю  $\omega = 0$ , в результате чего уравнение (2) для описания поля в

стержнях ротора приобретает следующий вид:

$$\Delta A + \mu \gamma \omega_1 s (R \times \text{rot } A) = -\mu J_{\text{стор}} \quad (5)$$

Таким образом, при решении задачи в синхронной системе координат поле описывается уравнениями (3) (в статоре, магнитопроводе ротора и зазоре) и (5) (в стержнях ротора).

При решении задачи в *статорной системе* координат необходимо принять условия  $\omega = \omega_1$  и  $\omega_R = \omega_1(1-s)$ , в результате уравнение (2) для поля в стержнях ротора принимает следующий вид:

$$\Delta A - j\omega_1 \mu \gamma A + \mu \gamma \omega_1 (1-s)(R \times \text{rot } A) = -\mu J_{\text{стор}} \quad (6)$$

Плотность токов в фазах обмотки статора, которые создают вращающееся поле, в этом случае необходимо задать как комплексные величины в следующем виде:

$$\begin{aligned} J_{A\text{стор}} &= I_m / S_{\Pi} \\ J_{B\text{стор}} &= I_m [\cos(-2\pi/3) - j \sin(-2\pi/3)] / S_{\Pi} \\ J_{C\text{стор}} &= I_m [\cos(-4\pi/3) - j \sin(-4\pi/3)] / S_{\Pi} \end{aligned} \quad (7)$$

Наконец при решении задачи в *роторной системе* координат ротор остается неподвижным. Поскольку на статоре нет электропроводных сред, в которых могли бы индуцироваться вихревые токи, его в роторной системе координат также можно считать неподвижным. Частота токов в стержнях ротора равна частоте скольжения. Тогда в уравнении (2) необходимо задать условия  $\omega = \omega_1 s$  и  $\omega_R = 0$ . Уравнение поля для области пазов ротора окончательно записывается в следующем виде:

$$\Delta A - j\omega_1 s \mu \gamma A = -\mu J_{\text{стор}} \quad (8)$$

где значения плотности токов в пазах статора задаются по выражениям (7).

Таким образом, при решении уравнений поля (5), (6), (8) в исходных данных задаются только плотности сторонних токов в пазах статора, а индуцированные плотности токов в стержнях ротора находятся в результате расчета поля.

Очевидно, что форма записи уравнений поля и расчетная картина распределения потенциала неинвариантны в различных системах координат, хотя получаемые на их основе характеристики АД должны оставаться неизменными.

Из приведенных уравнений (5), (6), (8) самым простым для численного решения является уравнение (8), записанное в роторных координатах, и наоборот, наиболее сложным для решения является уравнение (6) в статорных координатах. При использовании роторной системы координат картина поверхностного эффекта в стержнях ротора выглядит более наглядно. Это же явление, рассчитанное, например, в координатах статора, дает иную картину распределения токов в пересечении стержней ротора, что осложняет интерпретацию результатов. Поэтому практически целесообразным является решение данной задачи в роторных координатах.

Важно, однако, подчеркнуть, что использование

моделей источников поля в виде (4), (7) совместно с уравнениями (5), (8) возможно только для трехфазных симметричных АД при наличии в них кругового вращающегося поля. Если условия создания кругового магнитного поля нарушены, и поле обмотки статора является пульсирующим или эллиптическим, то наблюдатель, например, в синхронной системе координат увидит на статоре изменяющиеся во времени с частотой  $\omega_1$  различные по амплитуде токи фаз обмотки статора, которые при этом вращаются относительно него с такой же угловой частотой. Таким изменением источников поля наблюдатель объяснит наличие в стержнях ротора АД в несимметричных режимах работы токов частоты  $f_1(2-s)$ . Поэтому при анализе поля АД в режимах несимметричного питания его обмотки статора следует использовать уравнение (6), записанное в системе координат статора, в которой возникли условия несимметрии.

### РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

В качестве примера выполнено исследование электромагнитного поля четырех полюсного АД мощностью 180 кВт с алюминиевой коротко замкнутой обмоткой ротора. Расчеты поля выполнялись с помощью метода конечных элементов в вычислительном комплексе FEMLAB. Сетка конечных элементов в расчетной области насчитывает 121600 элементов и соответственно 59472 узлов, что обеспечивает высокую точность расчетов.

На рис. 1,а представлено изображение картины поля в поперечном сечении двигателя при скольжении ротора  $s = 0,5$ . Расчеты выполнены в роторной системе координат. Изолиниями и фоновой закраской показано распределение плотностей токов в пазах статора и ротора.

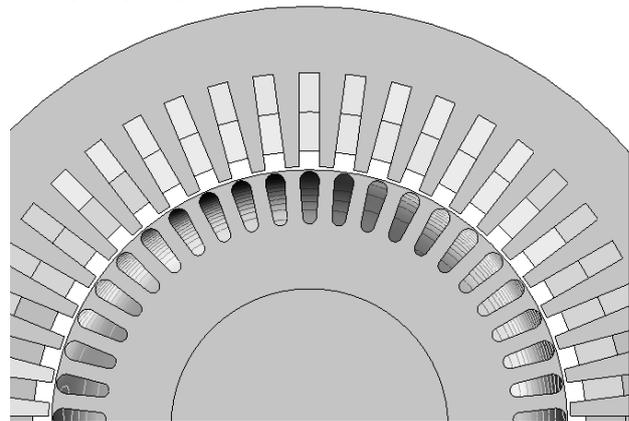


Рис. 1,а – Распределение плотностей токов в пазах статора и ротора, рассчитанных в роторной системе координат

На рис. 1,б представлен фрагмент картины распределения индуцированных в пазах ротора плотностей токов.

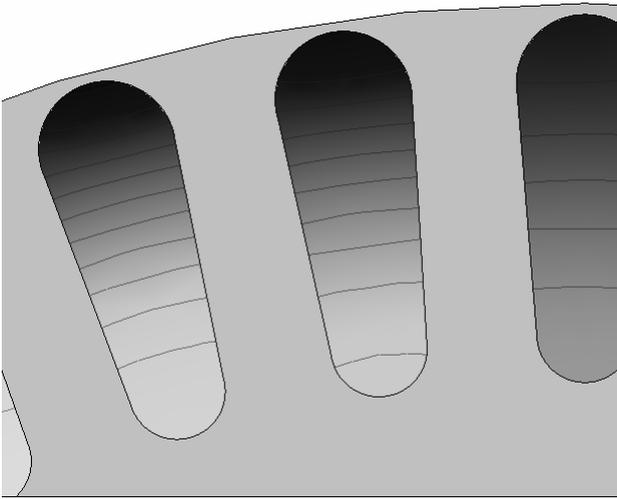


Рис. 1,6 – Фрагмент картины распределения плотностей токов в пазах ротора, рассчитанных в роторной системе координат

На рис. 2,а представлено изображение картины поля в поперечном сечении двигателя, полученное также для скольжения ротора  $s = 0,5$ . Однако расчеты поля в этом случае выполнены в статорной системе координат по уравнению (6). Изолиниями и фоновой закрашкой показано соответствующее распределение плотностей токов в пазах статора и ротора. На рис. 2 б) представлен фрагмент картины распределения индуцированных в пазах ротора плотностей токов.

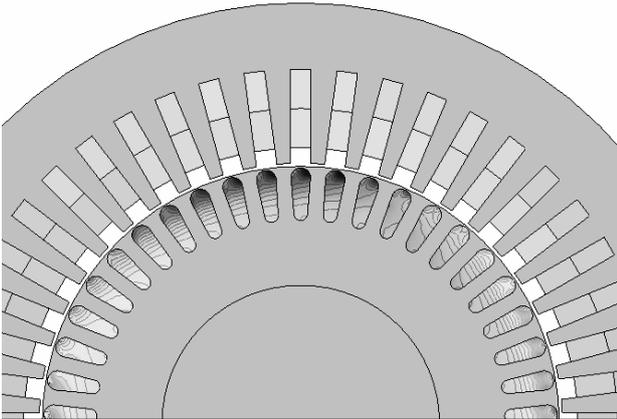


Рис. 2,а – Распределение плотностей токов в пазах статора и ротора, рассчитанных в статорной системе координат

Сравнение представленных на рис. 1,6 и рис. 2,6 картин поля показывает на существенное различие в характере распределения токов по сечению пазов ротора, рассчитанных в разных системах координат. Находящийся на роторе наблюдатель, видит "естественную" картину распределения плотности токов в пазах ротора, характеризующуюся одномерным поверхностным эффектом по глубине паза. С точки зрения находящегося на статоре наблюдателя, токи в пазах движущегося перед ним ротора распределены неравномерно не только по глубине пазов, но и по их ширине.

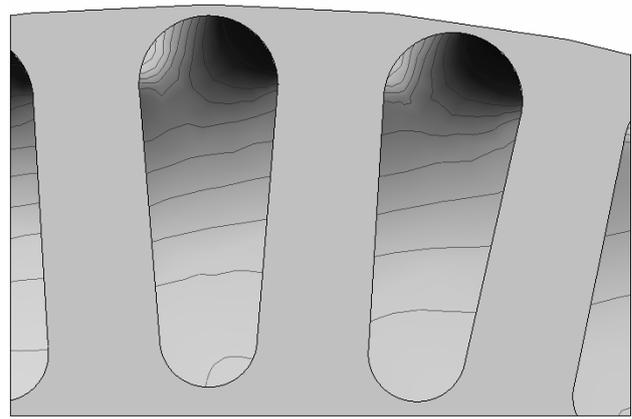


Рис. 2,б – Фрагмент картины распределения плотностей токов в пазах ротора, рассчитанных в статорной системе координат

Это различие является расчетным, оно обусловлено наличием в решаемом уравнении поля (6) "конвективной" составляющей и не имеет физического содержания. При этом численные значения для электромагнитного момента в обоих расчетах весьма близки: в роторных координатах расчетный момент равен 2033 Нм, а в статорных координатах – 1925 Нм (расхождение составляет около 6% и может быть объяснено численными погрешностями расчетов). Расчеты в статорных координатах занимают на (30 – 40)% больше процессорного времени и требуют большего количества итераций для решения системы нелинейных уравнений. Поэтому использование роторной системы координат при полевом анализе симметричных АД является более предпочтительным как с точки зрения наглядного представления полученных результатов и их адекватной физической трактовки, так и с точки зрения меньших вычислительных затрат на их получение.

Проведенные исследования позволяют сделать выводы, что, несмотря на справедливость общего принципа относительности при полевом анализе ЭМ с подвижными частями конструкции, оптимальный выбор системы координат, в которой выполняется решение уравнений поля, в каждом конкретном случае имеет важное практическое значение и требует специального обоснования.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Васильковский Ю.Н., Гайдено Ю.А., Цывинский С.С. Определение интегральных характеристик электрических машин методами теории электромагнитного поля // "Электротехніка і електромеханіка", №1, 2006, С.28–32.
- [2] Васильковский Ю.М. Математичне моделювання електромеханічних перетворювачів енергії: – Київ, НТУУ "КПІ", 2003. – 164 с.

Поступила 30.08.2007

## ИССЛЕДОВАНИЕ И РАСЧЕТ РАЗМЕРОВ МАГНИТОПРОВОДА ЭЛЕКТРОМАГНИТА С ОДНОПОЗИЦИОННОЙ МАГНИТНОЙ ЗАЩЕЛКОЙ

Гречко А.М.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"  
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Электрические аппараты"  
тел. (057) 707-62-81, e-mail: grechko@kpi.kharkov.ua.

Бугайчук В.М.

ООО "АВМ АМПЕР"

Украина, 39605, Кременчуг, Полтавская обл., ул. Красина, 6  
тел. (05366) 3-30-98, e-mail: info@amper.com.ua.

*Проведені дослідження та розрахунок лінійних розмірів магнітопроводу електромагнітного приводу з однопозиційною магнітною защілкою для вакуумного вимикача середньої напруги.*

*Проведены исследования и расчет линейных размеров магнитопровода электромагнитного привода с однопозиционной магнитной защелкой для вакуумного выключателя среднего напряжения.*

### ВВЕДЕНИЕ

Из выпускаемых в Украине вакуумных выключателей с электромагнитным приводом (ЭМП) широкое распространение получили выключатели производства предприятия "Таврида Электрик" [1]. Однако применяемый в работе ЭМП принцип перемагничивания постоянного магнита не позволяет использовать для его изготовления высококоэрцитивных магнитотвердых материалов, что приводит к уменьшению силы удержания ЭМП. Этот факт является существенным недостатком данного ЭМП, так как обеспечение достаточно большого значения силы удержания (и как следствие, силы контактного нажатия) позволяет значительно уменьшить силу сваривания контактов вакуумной дугогасительной камеры (ВДК), уменьшить разъединяющее усилие и компенсировать силу отброса контактов при протекании больших сквозных токов короткого замыкания, что существенно повышает электродинамическую стойкость, отключающую способность и надежность работы вакуумного выключателя в целом [2, 3].

Для вакуумных выключателей с ЭМП, выпускаемых ООО "АВМ АМПЕР" (г. Кременчуг), в качестве приводного механизма разработана новая конструкция электромагнита с однопозиционной магнитной защелкой, принцип работы которого подробно рассмотрен в [4-6]. В данных выключателях установлены три малогабаритных ЭМП отдельно на каждую фазу, а подвижные части электромагнитов механически соединены между собой через синхронизирующий вал. Удержание ЭМП (и выключателя) во включенном положении происходит за счет магнитного потока, создаваемого постоянными магнитами на основе редкоземельных металлов (NdFeB) с высокой удельной энергией и коэрцитивной силой, а в отключенном – за счет действия отключающей пружины.

Данная конструкция ЭМП позволяет обеспечить необходимые операционные механические функции вакуумного выключателя, а именно: надежное и стабильное включение с нормированными параметрами; надежная фиксация выключателя в обоих крайних положениях; ручное неоперативное отключение.

Малые габаритные размеры каждого ЭМП позволяют уменьшить величину индуктивности магнитной системы и снизить значение вихревых токов в магнитопроводе, и, как следствие, значительно уменьшить время переключения вакуумного выключателя. Также в конструкции выключателя был применен принцип соосности ЭМП и ВДК, что позволило уменьшить механические нагрузки в узлах приводов и значительно увеличить как надежность работы, так и срок службы выключателя в целом.

При изготовлении опытных образцов ЭМП для вакуумных выключателей были применены результаты исследований и расчетов, а также учтены рекомендации, предложенные в данной работе и позволяющие в приемлемые сроки и с достаточной для инженерной практики точностью определить линейные размеры магнитопровода при заданных габаритных размерах и требуемом значении силы удержания якоря.

### ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Целью расчета является определение линейных размеров участков магнитопровода (сердечника, корпуса и якоря), при которых обеспечиваются минимальные массогабаритные показатели ЭМП, максимальная сила удержания при обесточенных катушках при одновременном отсутствии насыщения участков магнитной системы электромагнита.

Приведенный далее расчет линейных размеров магнитопровода является предварительным и дает возможность построить начальную расчетную модель ЭМП в программе Femm [7]. После построения модели следует произвести корректировку линейных участков магнитопровода, в которых наблюдается насыщение магнитной системы. Для повышения быстродействия ЭМП необходимо уменьшить массу подвижных частей (якоря и немагнитного штока). Для увеличения силы удержания следует скорректировать величину площади поперечного сечения сердечника и корпуса в области воздушных рабочих зазоров в сторону обеспечения значения магнитной индукции в диапазоне, близкой к индукции насыщения ( $B = 1,9-2,0$  Тл).

**Предварительный выбор размеров сердечника и корпуса.** Значение диаметра немагнитного штока, а значит и значение внутреннего диаметра проходного отверстия сердечника  $d_{c1}$  (рис. 1), следует выбирать исходя из:

- наружного диаметра тягового механизма вакуумного выключателя, передающего тяговое усилие от ЭМП на контакты ВДК;
- механической прочности штока, зависящей от противодействующей характеристики выключателя;
- шкалы диаметров прутков стали, которая используется для изготовления штока.

Исходя из экспериментальных исследований и опыта эксплуатации различных типов исполнений описываемой конструкции ЭМП, рекомендуется выбирать значение  $d_{c1}$ , руководствуясь эмпирической зависимостью (рис. 2; пунктиром показано допустимое варьирование величины диаметра  $d_{c1}$ ).

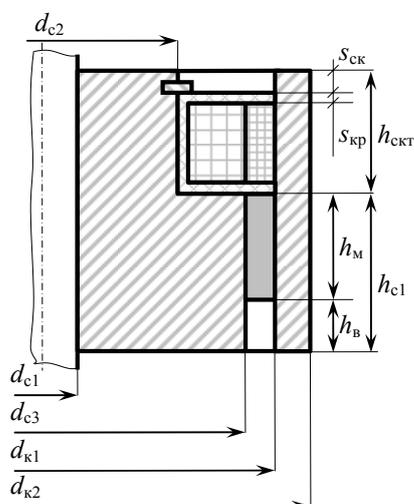


Рис. 1. Линейные размеры неподвижной части магнитопровода ЭМП с однопозиционной магнитной защелкой

Значение наружного диаметра корпуса  $d_{c2}$  выбирается, исходя, с одной стороны, из сортамента выпускаемого круглого проката стали 10895 [8], с другой стороны – из требуемых по техническому заданию (ТЗ) максимальных габаритных размеров ЭМП, так как по ТЗ требовалось установить ЭМП в вакуумный выключатель с минимальным межполюсным расстоянием в 150 мм. Для размещения узлов и деталей выключателя между ЭМП, а также для исключения влияния магнитного поля, создаваемого в процессе работы одним ЭМП на характеристики соседнего ЭМП, максимальное значение наружного диаметра корпуса по ТЗ не должно было превышать 110 мм. Согласно [8], ближайшее меньшее значение выпускаемого круглого проката составляет 100 мм, а с учетом припуска на механическую обработку значение наружного диаметра корпуса  $d_{c2}$  было принято равным 99 мм. Также согласно ТЗ заказчика проектируемый ЭМП должен был обеспечить силу удержания с учетом минимального коэффициента запаса ( $k_f = 10\%$ ) в 3,5 кН, так как установка ЭМП планировалась в вакуумный выключатель с отключающей способностью в 31,5 кА. Связь двух указанных параметров подробно описана в [3, 4, 9].

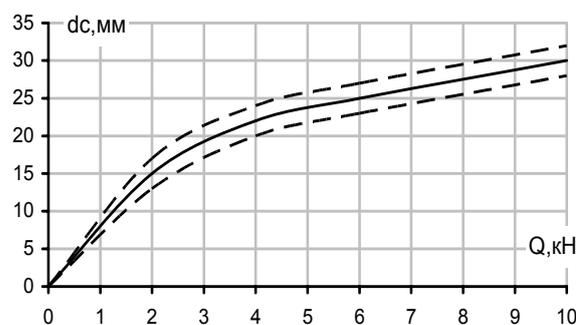


Рис. 2. К определению внутреннего диаметра проходного отверстия сердечника  $d_{c1}$ . Здесь:  $Q$  – сила удержания ЭМП

Так как растрор контактов ВДК по ТЗ составляет 8 мм, а величина контактного нажатия на один полюс 3,5 кН, то, учитывая механические характеристики применяемых тарельчатых пружин, величина провала контактов принималась равной 4 мм. Так как в выключателе был применен принцип соосности ЭМП и ВДК, то ход подвижной части магнитопровода должен соответственно составлять 12 мм.

Известно, что для расчета электромагнитной тяговой силы, в случае, когда расстояние между плоскими одинаковыми параллельными торцами двух полюсов намного меньше линейных размеров их поперечного сечения, может быть использована формула Максвелла [10, 11]:

$$S_{\delta} = \frac{2 \cdot \mu \cdot Q}{B_{\delta}^2}, \quad (1)$$

где  $B_{\delta}$  – магнитная индукция в рабочем зазоре;  $S_{\delta}$  – эквивалентное сечение воздушного зазора;  $\mu_0$  – магнитная проницаемость воздуха ( $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м).

Также известно, что величина магнитной индукции насыщения материала магнитопровода в современных магнитомягких материалах равна примерно 2 Тл, а соответствующее такой индукции значение силы удержания составляет 16 кг/см<sup>2</sup> [12].

Проведя экспериментальные исследования различных типов исполнений предлагаемой конструкции ЭМП, отличающиеся наружным диаметром корпуса  $d_{c2}$  (99, 119 и 139 мм) и, соответственно, пропорциями линейных размеров магнитопровода, рекомендуется предварительно принять равными значения сечений рабочих воздушных зазоров  $S_c$  (в области сердечника и якоря) и  $S_k$  (в области корпуса и якоря):

$$S_c = S_k \quad (2)$$

Учитывая, что  $S_c + S_k = S_{\delta}$ , получаем:

$$\begin{cases} S_c = S_k \\ S_c + S_k = S_{\delta} \end{cases} \quad (3)$$

Требуемой по ТЗ силе удержания  $Q = 3,5$  кН соответствует (рис. 2) значение  $d_{c1} = 20$  мм; значение  $d_{c2}$  принято равным 99 мм. Тогда:

$$\begin{aligned} d_{c2} &= \sqrt{\frac{4 \cdot S_{\delta}}{\pi} + d_{c1}^2} \\ d_{k1} &= \sqrt{d_{k2}^2 - \frac{4 \cdot S_{\delta}}{\pi}} \end{aligned} \quad (4)$$

В ЭМП постоянные магниты располагаются в зазоре между сердечником с диаметром  $d_{c3}$  и корпусом с диаметром  $d_{k1}$ . С целью увеличения коэффициента за-

полнения постоянными магнитами данного зазора ширину постоянного магнита  $a_m$  рекомендуется выбирать минимальной. Учитывая технологию производства и механические характеристики постоянного магнита величина  $a_m$  была принята равной 5 мм. Тогда:

$$d_{c3} = d_{k1} - 2 \cdot a_m - 2 \cdot (s_{mc} + s_{mk}), \quad (5)$$

где  $s_{mc}$ ,  $s_{mk}$  – технологические зазоры между постоянным магнитом и сердечником ( $s_{mc}$ ) и корпусом ( $s_{mk}$ ). Принимаем  $s_{mc} = s_{mk} = 0,25$  мм.

Ширина обмоточного окна катушки  $a_{кт}$  с учетом толщины каркаса ( $s_{кр} = 2$  мм) и зазора для укладки монтажных проводов ( $\Delta = 2$  мм) равна:

$$a_{кт} = 0,5 \cdot (d_{k1} - d_{c2}) - s_{кр} - \Delta \quad (6)$$

Предварительно принимаем высоту обмоточного окна катушки  $h_{кт}$  равную ее ширине  $a_{кт}$ . Окончательно значение  $h_{кт}$  будет установлено при определении требуемой МДС включения и отключения ЭМП.

Высоту участка сердечника  $h_{скт}$  с диаметром  $d_{c2}$  в области установки катушки с учетом толщины стопорного кольца для фиксации катушки и технологического зазора для получения паза под стопорное кольцо ( $s_{ск}$ ) принимаем равной:

$$h_{скт} = h_{кт} + 2 \cdot s_{ск} + s_{ск} \quad (7)$$

Высота выступа сердечника  $h_{c1}$  с диаметром  $d_{c3}$  определяется исходя из высоты постоянного магнита  $h_m$ , которая, в свою очередь, выбирается согласно требуемой по ТЗ силе удержания; предварительно задаем произвольным значением  $h_m$ . При построении расчетной модели ЭМП высота постоянного магнита корректируется до величины, при которой обеспечивается необходимая сила удержания при отсутствии насыщения участков магнитной системы. Поскольку такое изменение высоты постоянного магнита не влияет на изменение полученных ранее линейных размеров магнитопровода, то нет необходимости в проведении повторного расчета данных размеров. С учетом высоты воздушного шунта  $h_b = 10$  мм, получаем:

$$h_{c1} = h_m + h_b \quad (8)$$

**Предварительный выбор размеров якоря.** При определении размеров якоря необходимо исходить из следующих соображений:

- высота якоря должна обеспечивать необходимую механическую прочность;
- значение наружного диаметра якоря не должно превышать значение наружного диаметра корпуса  $d_{k2}$ ;
- значение магнитной индукции в якоре не должно превышать 2 Тл;
- для повышения быстродействия электромагнита необходимо обеспечить минимальную массу якоря.

Исходя из этого, предварительно принимаем форму якоря с прямоугольным поперечным сечением (рис. 3) со следующими линейными размерами:

- наружный диаметр якоря  $d_{я2}$  равен наружному диаметру корпуса  $d_{k2}$  и составляет 99 мм;
- внутренний диаметр якоря  $d_{я1}$  выбирается в зависимости от большего наружного диаметра немагнитного штока  $d_{ш1}$ , который с учетом технологии изготовления по скользящей посадке приблизительно равен внутреннему диаметру проходного отверстия сердечника  $d_{c1}$  (20 мм). При установке якоря на опорную поверхность штока необходимо обеспечить достаточную

площадь соприкосновения штока и якоря  $S_{\Deltaя}$  для надежной фиксации последнего, так как при срабатывании электромагнита возникает механический удар якоря о неподвижную часть магнитопровода.

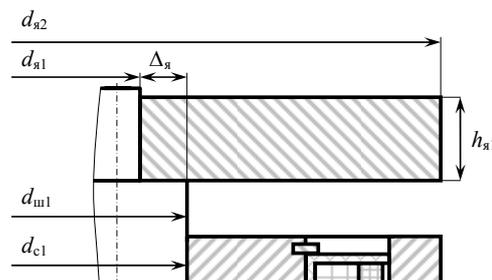


Рис. 3. К определению предварительных размеров якоря

Из экспериментальных исследований установлено, что отношение диаметров штока и якоря находится в пределах  $d_{ш1} / d_{я1} \approx 2 \div 3$ . Тогда:

$$S_{\Deltaя} = \frac{\pi}{4} \cdot (d_{ш1}^2 - d_{я1}^2) \quad (9)$$

- высота якоря  $h_{я1}$  выбирается в зависимости от механической прочности и предварительно принимается равной 6 мм. После построения расчетной модели в случае насыщения магнитной системы необходимо произвести корректировку высоты якоря.

**Моделирование магнитной системы ЭМП в программе Femm.** Исходные данные для построения расчетной модели ЭМП получены по (1-9). Решение осесимметричной задачи методом конечных элементов (КЭ) в программе Femm дало следующие результаты:

- общая сила удержания ЭМП:  $Q = 2100,0$  Н;
- сила удержания в рабочих зазорах:  
 $Q_{\delta1} = 1075,7$  Н;  $Q_{\delta2} = 986,6$  Н;
- среднее значение индукции в рабочих зазорах:  
 $B_{\delta1} = 1,59$  Тл;  $B_{\delta2} = 1,54$  Тл;
- среднее значение потока через рабочие зазоры:  
 $\Phi_{\delta1} = 1,70$  мВб;  $\Phi_{\delta2} = 1,61$  мВб.

Анализ картины магнитного поля показал, что на отдельных участках ЭМП наблюдается насыщение магнитопровода, а значит, увеличение на данном этапе высоты постоянного магнита не приведет к существенному увеличению силы удержания. Поэтому следующим этапом проектирования является корректировка линейных размеров магнитопровода с целью увеличения силы удержания путем снижения индукции в насыщенных участках (корпус и якорь ЭМП) и увеличения индукции в ненасыщенных участках (рабочие зазоры) до значения 2 Тл.

#### Корректировка линейных размеров корпуса.

Проанализировав картину распределения магнитного поля в корпусе и, исходя из невозможности увеличения по ТЗ наружного диаметра  $d_{k2}$ , рекомендуется снижение магнитной индукции в корпусе до значения 2 Тл добиться путем увеличения площади поперечного сечения корпуса в осевом направлении, то есть, уменьшая внутренний диаметр  $d_{к1}$ . Результат корректировки линейных размеров корпуса показан на рис. 4.

Оптимальным с точки зрения значения силы удержания является значение  $d_{к1} = 90$  мм, так как при больших значениях диаметра корпуса наблюдается насыщение магнитопровода.

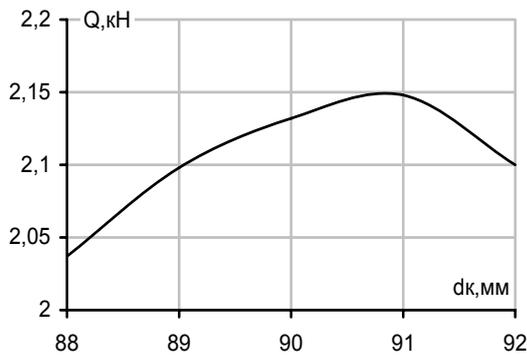


Рис. 4. Результаты корректировки внутреннего диаметра корпуса  $d_{к1}$  ЭМП с однопозиционной магнитной защелкой

#### Корректировка линейных размеров якоря.

Анализ картины магнитного поля в якоре позволяет сделать вывод о неравномерности распределения магнитной индукции по сечению якоря (1,1-2,2 Тл). Поэтому рекомендуется корректировать высоту якоря не равномерно по всей ширине, а увеличивать отдельные участки (рис. 5), незначительно увеличивая массу якоря и уменьшая высокое значение индукции в зоне соприкосновения якоря и сердечника.

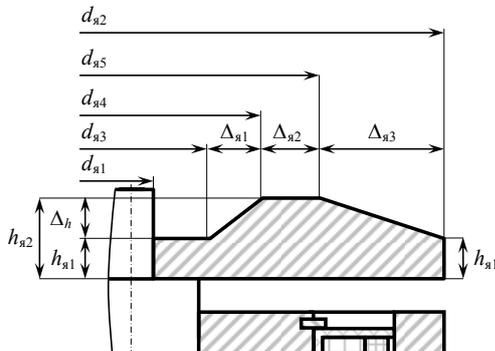


Рис. 5. Корректировка линейных размеров якоря

При корректировке линейных размеров якоря необходимо исходить из следующих соображений:

- высота якоря  $h_{я1}$  должна быть достаточной для обеспечения механической прочности; рекомендуется для данного ЭМП принять  $h_{я1} = 6$  мм;
- высота якоря  $h_{я2}$  ограничивается сверху габаритами ЭМП для возможности его установки в корпус выключателя. Высота якоря  $h_{я2}$  по ТЗ не должна превышать 15 мм;
- наружный диаметр якоря  $d_{я2}$  не должен превышать значение наружного диаметра корпуса  $d_{к2}$  (99 мм), но допускается изменение в меньшую сторону;
- значение магнитной индукции в якоре не должно превышать 2 Тл;
- для повышения быстродействия ЭМП необходимо обеспечить минимальную массу якоря.

Целью корректировки размеров якоря является увеличение силы удержания и исследование влияния характерных участков ( $\Delta_h, \Delta_{я1}, \Delta_{я2}, \Delta_{я3}$ ), и наружного диаметра якоря  $d_{я2}$  на значение данной силы. Исследование и корректировка размеров якоря проводились при построении расчетной модели в программе Femm. Благодаря относительной простоте выполняемых операций было проведено значительное количество перестроений линейных размеров якоря с вычислением на каждом этапе силы удержания, магнитной индукции в рабочих

зазорах и массы якоря. На основании результатов моделирования можно сделать следующие выводы:

- наибольшее влияние на величину силы удержания оказывает величина  $\Delta_h$ , при окончательном выборе которой необходимо руководствоваться с одной стороны минимальным значением массы якоря, с другой – отсутствием насыщения, особенно в области рабочих зазоров. В результате  $\Delta_h$  было принято равным 6 мм, так как при меньших значениях наблюдалось насыщение якоря, при больших – неоправданное увеличение массы якоря с точки зрения незначительного увеличения силы удержания ЭМП (0,5%);

- изменение значений  $\Delta_{я1}, \Delta_{я2}, \Delta_{я3}$  не оказывает существенного влияния на силу удержания при фиксированном значении  $\Delta_h$ . Изменение силы удержания при  $\Delta_h = 6$  мм составило от 2452,2 Н до 2560,5 Н;

- так как величины варьируемых параметров лежат в пределах нескольких миллиметров, то при их изменении масса якоря изменялась незначительно; максимальное значение составило 0,7 кг.

#### Результаты расчета:

- общая сила удержания ЭМП:  $Q = 2547,4$  Н;
- сила удержания в рабочих зазорах:  
 $Q_{\delta 1} = 1427,2$  Н;  $Q_{\delta 2} = 1086,3$  Н;
- среднее значение индукции в рабочих зазорах:  
 $B_{\delta 1} = 1,83$  Тл;  $B_{\delta 2} = 1,43$  Тл;
- среднее значение потока через рабочие зазоры:  
 $\Phi_{\delta 1} = 1,96$  мВб;  $\Phi_{\delta 2} = 1,91$  мВб.

После корректировки линейных размеров корпуса и якоря и анализа результатов расчета можно сделать следующие выводы:

- корректировка линейных размеров якоря позволила увеличить силу удержания ЭМП при незначительном увеличении массы якоря по сравнению с якорем прямоугольного сечения; на данном этапе нет необходимости в повторной корректировке размеров корпуса, так как изменение формы якоря практически не повлияло на значение индукции в корпусе;
- после корректировки якоря возникает участок в сердечнике (область установки катушки) с высоким значением индукции более 2 Тл, что требует корректировки линейных размеров сердечника.

**Корректировка линейных размеров сердечника** заключается в уменьшении значения индукции путем увеличения площади поперечного сечения сердечника в осевом направлении. Так как диаметр  $d_{с1}$  был выбран исходя из развиваемой ЭМП силы удержания, то варьируемым параметром для снижения магнитной индукции в сердечнике до значения 2 Тл будет являться диаметр  $d_{с2}$ . Результат корректировки диаметра сердечника  $d_{с2}$  показан на рис. 6. С точки зрения развиваемой ЭМП силы удержания и величины индукции оптимальным является значение  $d_{с2} = 50$  мм, так как дальнейшее увеличение диаметра сердечника не приводит к существенному росту силы удержания – наблюдается даже незначительное уменьшение.

При изменении диаметра сердечника  $d_{с2}$  увеличилась индукция в корпусе. Поэтому рекомендуется повторно произвести увеличение площади поперечного сечения корпуса, уменьшая внутренний диаметр  $d_{к1}$  до достижения индукцией значения 2 Тл. Результат корректировки диаметра корпуса  $d_{к1}$  показан на рис. 7.

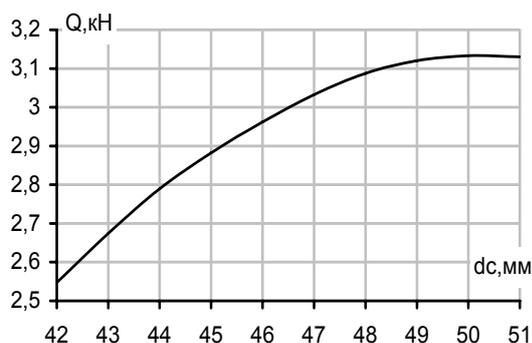


Рис. 6. Зависимость силы удержания от  $d_{c2}$

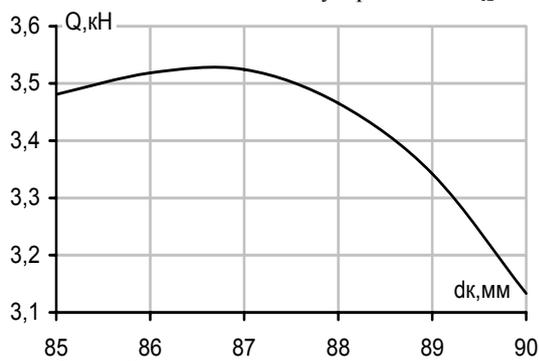


Рис. 7. Зависимость силы удержания от  $d_{k1}$

С точки зрения силы удержания и индукции оптимальным является значение  $d_{k1} = 87$  мм, так как дальнейшее уменьшение диаметра корпуса не приводит к увеличению силы удержания ЭМП.

Проанализировав влияние высоты участка сердечника в области установки катушки  $h_{скт}$  (предварительно равна 30 мм), можно сделать вывод о целесообразности уменьшения данного участка с целью снижения расхода материала магнитопровода, при этом учитывая следующие ограничения:

- нижнее значение  $h_{скт}$  ограничивается минимальной высотой обмоточного окна катушки  $h_{кт}$ , которая с учетом технологии изготовления равна 10 мм;
- отсутствие насыщения участков магнитопровода.

Проведенный расчет позволяет сделать вывод, что высота сердечника  $h_{скт}$  практически не влияет на величину индукции в ЭМП, но при значении  $h_{скт}$  менее 24 мм наблюдается насыщение в области рабочего зазора между сердечником и якорем. Поэтому для расчетов принимаем:  $h_{скт} = 24$  мм;  $h_{кт} = a_{кт} = 15$  мм.

*Результаты расчета:*

- общая сила удержания ЭМП:  $Q = 3675,6$  Н;
- сила удержания в рабочих зазорах:  $Q_{\delta 1} = 1941,3$  Н;  $Q_{\delta 2} = 1697,7$  Н;
- среднее значение индукции в рабочих зазорах:  $B_{\delta 1} = 1,72$  Тл;  $B_{\delta 2} = 1,56$  Тл;
- среднее значение потока через рабочие зазоры:  $\Phi_{\delta 1} = 2,84$  мВб;  $\Phi_{\delta 2} = 2,73$  мВб.

Анализируя результаты расчета в рабочем зазоре между корпусом и якорем, можно сделать вывод о возможности увеличения силы удержания ЭМП путем увеличения значения магнитной индукции.

С целью определения максимальной силы удержания ЭМП при заданных габаритных размерах, фиксированной высоте постоянного магнита  $h_m$  (20 мм) проведем исследование по определению зависимости силы удержания и индукций в рабочих зазорах от зна-

чения наружного диаметра якоря  $d_{я2}$  при фиксированных значениях: внутреннего  $d_{к1}$  (87 мм) и наружного  $d_{к2}$  (99 мм) диаметров корпуса, и наружного диаметра сердечника  $d_{с2}$  (50 мм).

Обозначим разность между наружными диаметрами якоря и корпуса как  $\Delta_{кя} = 0,5 \cdot (d_{к2} - d_{я2})$ . По результатам исследований построены зависимости силы удержания от величины  $\Delta_{кя}$  (рис. 8), на основании которых можно заключить:

- величина  $\Delta_{кя}$  при притянтом якоре существенно влияет на силу удержания (максимальное увеличение составляет 5,7%);
- значение  $\Delta_{кя} = 1,5$  мм является оптимальным с точки зрения величин силы удержания и индукции в рабочих зазорах.

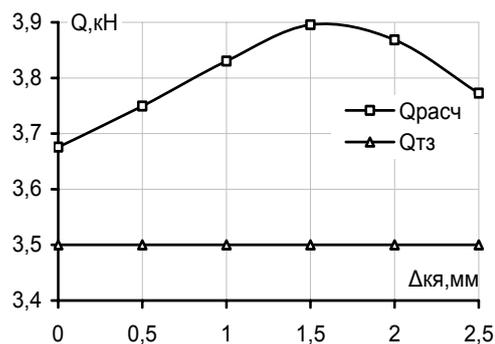


Рис. 8. Зависимость силы удержания ЭМП от разности между наружными диаметрами якоря и корпуса  $\Delta_{кя}$

После проведенных корректировок линейных размеров якоря, сердечника и корпуса, в результате которых магнитная индукция в магнитопроводе не превышает значения индукции насыщения в 2 Тл, сила удержания ЭМП равна 3895,6 Н, что удовлетворяет требуемому по ТЗ значению силы удержания ( $k_f = 19\%$ ).

В случае если корректировка линейных размеров магнитопровода не привела к требуемой силе удержания, необходимо изменить размеры либо материал постоянных магнитов. Для определения зависимости силы удержания ЭМП от линейных размеров и характеристики постоянных магнитов были проведены исследования, результаты которых приведены ниже в виде графиков (рис. 9-12). Анализ зависимостей на рис. 9-10 показывает, что сила удержания зависит как от высоты  $h_m$ , так и от ширины  $a_m$  постоянного магнита. Для увеличения коэффициента заполнения постоянными магнитами зазора между сердечником и корпусом рекомендуется выбирать ширину постоянных магнитов, исходя из минимально допустимой с точки зрения технологии производства и механических характеристик ширины постоянного магнита (принимаем  $a_m = 5$  мм). Поэтому варьируемым параметром для увеличения силы удержания ЭМП при одновременном отсутствии насыщения магнитопровода рекомендуется использовать высоту постоянного магнита. Анализ зависимостей на рис. 11-12 показывает, что в конструкции описываемого ЭМП должны применяться постоянные магниты с наибольшими значениями остаточной магнитной индукции  $B_r$  и коэрцитивной силы  $H_c$ . В опытном ЭМП применены высококоэрцитивные постоянные магниты на основе редкоземельных материалов NdFeB ( $B_r = 1.144$  Тл,  $H_c = 750$  кА/м).

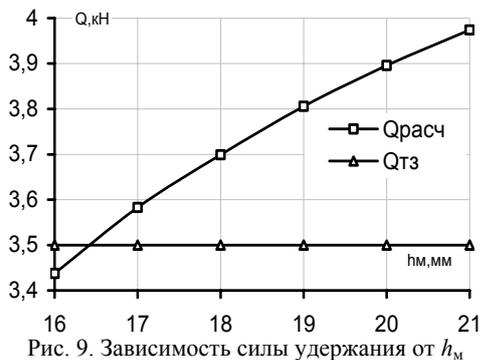


Рис. 9. Зависимость силы удержания от  $h_m$

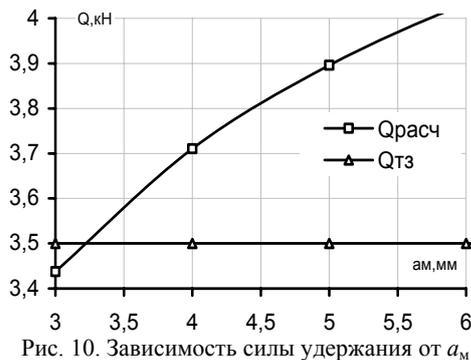


Рис. 10. Зависимость силы удержания от  $a_m$

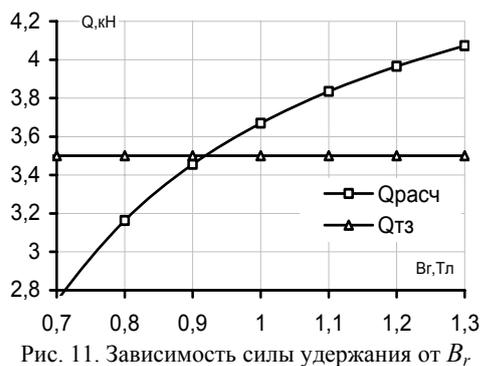


Рис. 11. Зависимость силы удержания от  $B_r$

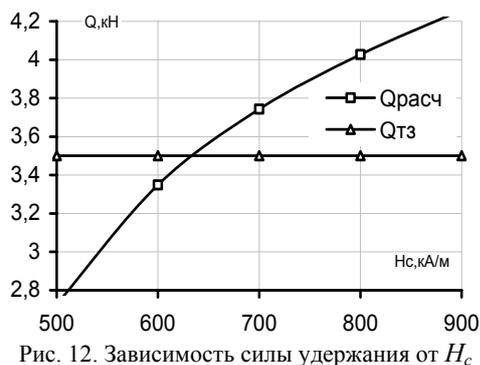


Рис. 12. Зависимость силы удержания от  $H_c$

#### ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА РЕЗУЛЬТАТОВ РАСЧЕТА

По результатам исследований и расчетов линейных размеров магнитопровода были изготовлены ЭМП для опытного образца вакуумного выключателя среднего напряжения производства ООО "АВМ АМПЕР". Для проверки точности результатов расчета ЭМП была изготовлена установка для снятия удерживающей характеристики. Результаты экспериментальных исследований, приведенные ниже, свидетельствуют о достаточной для инженерной практики точности определения линейных размеров ЭМП подобных конструкций.

Удерживающая характеристика ЭМП с однопозиционной магнитной защелкой  $Q$ :

- расчет методом КЭ:  $Q = 3895,6 \text{ Н}$ ;
- эксперимент:  $Q = 3700,0 \text{ Н}$ ;
- погрешность:  $\Delta = 5,0\%$ .

#### ВЫВОДЫ

1. По результатам исследований и расчетов в данной работе разработаны рекомендации по определению линейных размеров магнитопровода электромагнита с однопозиционной магнитной защелкой на базе высокоэрцитивных постоянных магнитов с двумя рабочими воздушными зазорами методом КЭ с помощью программного комплекса Femm.

2. Проведен анализ влияния линейных размеров магнитопровода на удерживающую характеристику электромагнита. Показано, что за счет рационального подбора линейных размеров якоря, корпуса и сердечника, удастся повысить силу удержания электромагнита при незначительном увеличении массы магнитопровода.

3. Полученная в результате экспериментального исследования удерживающая характеристика опытного образца прямоходового электромагнита с однопозиционной магнитной защелкой подтверждает корректность предложенных рекомендаций по определению линейных размеров магнитопровода. Относительная погрешность расчетов методом КЭ составляет 5,0%.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Выключатели вакуумные серии ВВ/TEL. Руководство по эксплуатации ИТЕА674152.003РЭ. 2002 г.
- [2] Дашкевич А.С. Сваривание металлокерамических контактов при больших сквозных токах: дисс. канд техн. наук. Харьков. 1981. 151 с.
- [3] Кузнецов Р.С. Аппараты распределения электрической энергии на напряжение до 1000 В. М.: Энергия, 1970. 544 с.
- [4] Клименко Б.В., Гречко А.М., Выровец С.В., Бугайчук В.М. Быстродействующий электромагнитный привод с вытеснением магнитного поля для вакуумного выключателя среднего напряжения // Электротехника и электромеханика. 2006. № 4. С. 22-26.
- [5] Клименко Б.В., Гречко А.М., Ерьсько А.В. Электромагнитный привод с двухпозиционной магнитной защелкой для вакуумного выключателя среднего напряжения // Электротехника и электромеханика. 2007. № 6. С. 40-43.
- [6] Патент України № 15210 Электромагнітний привод // авт. Клименко Б.В., Вировець С.В., Форкун Я.Б. Опубл.15.06.2006 р., Бюл. №16.
- [7] Meeker D. Finite Element Method Magnetics. User's Manual. Version 3.3. <http://femm.berlios.de>
- [8] ГОСТ 11036-75. Сталь сортовая электротехническая нелегированная.
- [9] Клименко Б.В., Бугайчук В.М., Гречко А.М. Опытный образец двухпозиционного электромагнитного привода вакуумного выключателя среднего напряжения. // Электротехника и электромеханика. 2005. № 2. С. 23-27.
- [10] Гордон А.В., Сливинская А.Г. Электромагниты постоянного тока. М. – Л., 1960.
- [11] Таев И.С. Электрические аппараты. Общая теория. - М.: Энергия, 1977. 272 с.
- [12] Клименко Б.В. Форсированные электромагнитные системы. – М.: Энергоатомиздат, 1989. 160 с.

Поступила 13.10.2007

## ПРОЕКТИРОВАНИЕ БЕСКОНТАКТНЫХ СОВМЕЩЁННЫХ СИНХРОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Дёгтев В.Г., д.т.н. проф.

Одесский национальный политехнический университет  
Украина, 65058, Одесса, пр-т Шевченко, 6/2, кв. 70,  
тел. (048) 776-29-78

Бабушанов А.В.

Украина, 65044, Одесса, пр-т Шевченко, 1, ОНПУ, кафедра "Электрические машины"  
тел. (048) 715-87-49

*Розглянуті особливості безконтактних суміщених синхронних машин. Описані специфічні задачі, що виникають при їх проектуванні. Проведені дослідження, що дозволяють удосконалити методику електромагнітного розрахунку таких машин. Розроблено алгоритм і на його основі створено програмне забезпечення, що дозволяє виконувати автоматизоване проектування синхронних неявнополюсних машин із суміщеною магнітною системою.*

*Рассмотрены особенности бесконтактных совмещенных синхронных машин. Описаны специфические задачи, возникающие при их проектировании. Проведены исследования, позволившие уточнить методику электромагнитного расчета таких машин. Разработан алгоритм и на его основе создано программное обеспечение, позволяющее выполнять автоматизированное проектирование синхронных неявнополюсных машин с совмещенной магнитной системой.*

Бесконтактные синхронные генераторы нашли широкое применение в системах автономного электроснабжения.

Особого внимания заслуживают бесконтактные синхронные генераторы с совмещенной магнитной системой (БССГ), позволяющие улучшить массогабаритные показатели, упростить конструкцию и технологию изготовления. Применение в таких машинах совмещенных обмоток позволяет улучшить использование дорогостоящих проводниковых и изоляционных материалов и упростить технологию обмоточно-изолировочных работ. БССГ удобнее в эксплуатации и обслуживании.

Особенности устройства БССГ порождают при проектировании ряд специфических задач, среди которых следует выделить необходимость выполнения магнитной развязки и учет наложения полей возбуждителя и генератора в магнитопроводе. В известной нам современной литературе [1–5] отсутствуют методики расчета БССГ, учитывающие указанные особенности, поэтому разработка надежных алгоритмов расчета БССГ и их программная реализация являются актуальной задачей.

Реализация БССГ возможна с использованием различных конструктивных и принципиальных схем [6–9]. В настоящей работе рассматриваются бесконтактные синхронные генераторы с совмещенной магнитной системой, принципиальная схема которых приведена на рис. 1.

Магнитная система БССГ – классическая неявнополюсная. На рис. 1 и далее в тексте ОЯГ – обмотка якоря генератора, ОЯВ – обмотка якоря возбуждителя, ОВГ – обмотка возбуждения генератора, ОВВ – обмотка возбуждения возбуждителя. ВБ – выпрямительный блок.

Целью данной работы является разработка алгоритма проектирования БССГ и создание на его основе современного программного обеспечения.

Предложенный алгоритм и программа состоят из трех основных модулей в соответствии с блок-схемой, приведенной на рис. 2.

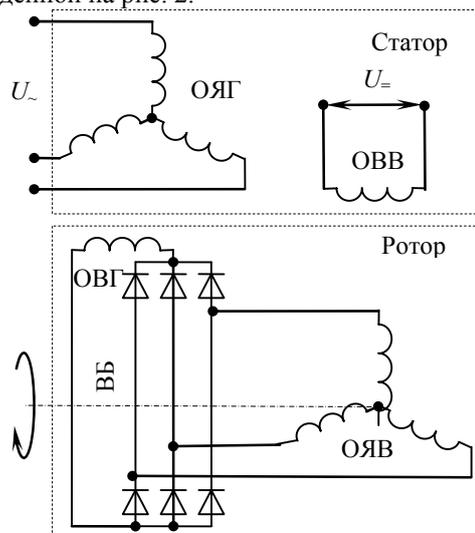


Рис. 1. Схема совмещённого генератора

Модуль 1 обеспечивает два режима подготовки исходных данных для расчета БССГ. Блок 1.1 выполняет автоматизированное проектирование зубцовой зоны и расчет обмоточных данных по предварительно выбранным магнитным нагрузкам и основным размерам активной части машины. В результате автоматически формируется полный комплект исходных данных и обеспечивается переход к модулю 2.

На рис. 3,а приведен фрагмент окна программы ввода исходных данных и результаты проектирования зубцовой зоны, а на рис.3,б – рассчитанные обмоточные данные.

В случае необходимости выполнения поверочного расчета существующих БССГ исходные данные непосредственно вводятся в блоке 1.2. Соответствующее окно программы приведено на рис. 4.



На рис. 5 приведены результаты расчета характеристик холостого хода образца БССГ с учетом наложения магнитных полей (сплошная кривая) и при отсутствии такого учета (пунктирная кривая). Экспериментальные данные нанесены точками. Сопоставление данных расчёта и эксперимента на рис. 5 свидетельствует о хорошем их совпадении.

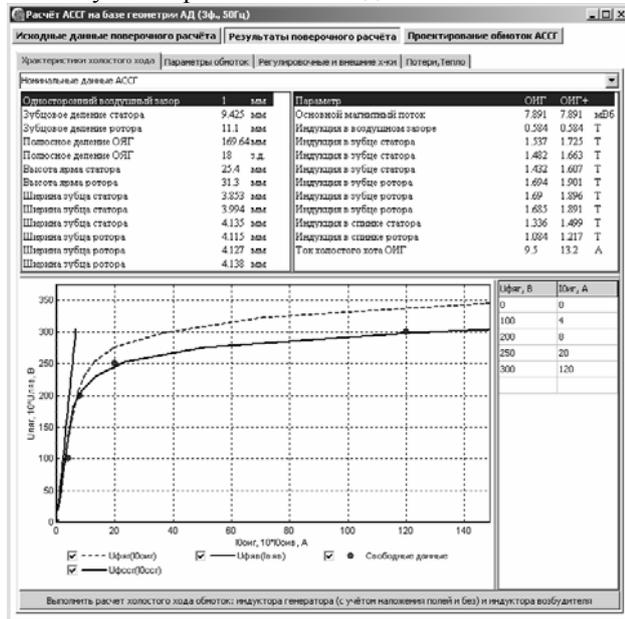


Рис. 5. Окно результатов расчёта XX генератора

Удельное сопротивление меди при 20 С	0,017	МОм*мм
Удельное сопротивление меди при рабочей температуре	0,02074	МОм*мм
Среднее зубцовое деление Якоря Генератора	10,8	мм
Среднее зубцовое деление Якоря Возбудителя	8,8	мм
Ширина котушки Якоря Генератора	130	мм
Ширина котушки Якоря Возбудителя	44,1	мм
Длина лобовой части Якоря Генератора	175,9	см
Длина лобовой части Якоря Возбудителя	63	см
Средняя длина полуитка Якоря Генератора	300,9	см
Средняя длина полуитка Якоря Возбудителя	188	см
Длина проводников фазы Якоря Генератора на I ветвь	96303,6	см
Длина проводников фазы Якоря Возбудителя на I ветвь	180448,6	см
Сечение элементарного проводника Якоря Генератора	0,5	кв.мм
Сечение элементарного проводника Якоря Возбудителя	0,88	кв.мм
Акт. сопротивление фазы Якоря Генератора	3,98	Ом
Акт. сопротивление фазы Якоря Возбудителя	4,24	Ом
Коэффициент проводимости пазового рассеяния возбудителя	1,41	-
Коэффициент проводимости пазового рассеяния генератора	1,05	-
Коэффициент проводимости пазового рассеяния возбудителя	0,29	-
Коэффициент проводимости пазового рассеяния генератора	0,26	-
Коэффициент проводимости по коронкам зубц. возбужд.	0,18	-
Коэффициент проводимости по коронкам зубц. генер.	0,14	-
Синдр. инд. сопр. Якоря Возбудителя	1	-
Синдр. инд. сопр. Якоря Генератора	0,019125	-
Базовое сопротивление Якоря Возбудителя	1	Ом
Базовое сопротивление Якоря Генератора	31,94444	Ом
Синдр. инд. сопр. Якоря Возбудителя	1	Ом
Синдр. инд. сопр. Якоря Генератора	0,610959	Ом
Ток возбуждения генератора под нагрузкой	7,8838108	Ом

Рис. 6. Результаты расчета параметров обмоток БССГ

Блок 2.2 осуществляет расчёт параметров обмоток БССГ и регулировочные характеристики генератора и возбудителя при значениях коэффициента мощности 0,8 и 1. Расчет выполняется при расчетных значениях температуры обмоток. На рис. 6 приведено окно программы, соответствующее блоку 2.2.

В блоке 2.3 выполняется расчёт внешних и регулировочных характеристик БССГ с возможностью вывода на экран в табличном виде или в виде графиков, которые приведены в качестве примера на рис. 7.

Блок 2.4 отображает результаты расчета потерь и коэффициента полезного действия генератора, а также результаты теплового расчета. Окно программы, демонстрирующее результаты расчёта потерь и теплового расчёта приведено на рис. 8.

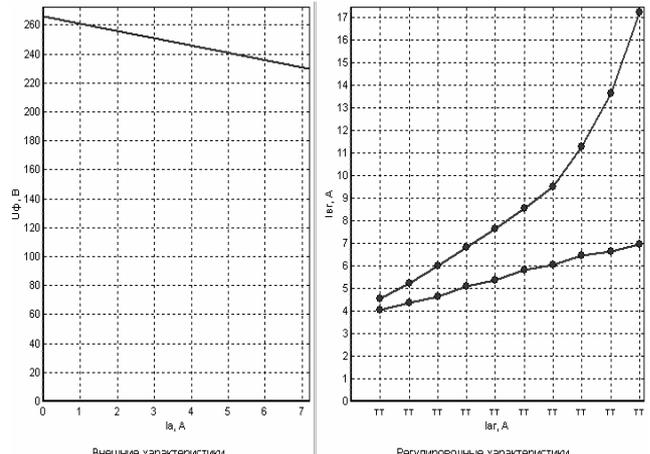


Рис. 7. Внешняя и регулировочные характеристики БССГ

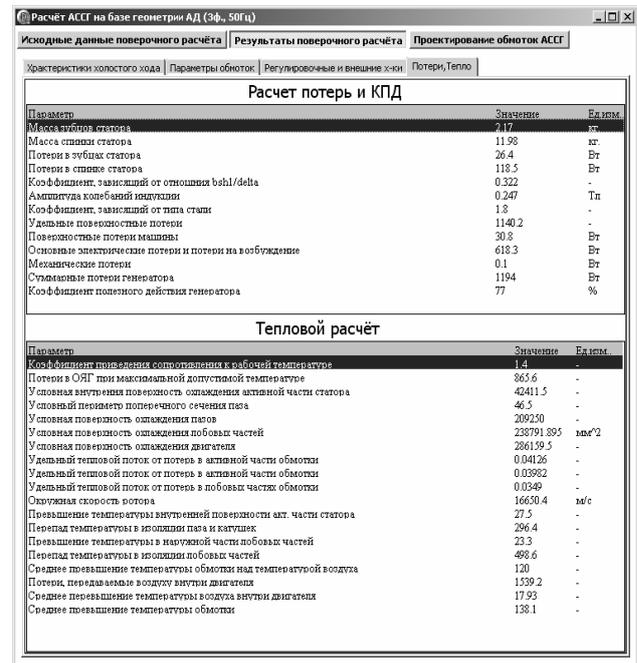


Рис. 8. Окно расчета потерь и теплового расчета БССГ

Модуль 3 позволяет выполнять проектирование обмоток.

Обычно магнитная развязка в БССГ выполняется выбором рабочих гармоник возбудителя и генератора, принадлежащих различным рядам:

$$v_1 = 6k \pm 1 (1, 5, 7, 11, 13...);$$

$$v_2 = 6k \pm 2 (2, 4, 8, 10, 14...);$$

$$v_3 = 3k (3, 6, 9, 12...).$$

В представленной методике выбрано отношение чисел пар полюсов генератора  $p_r$  и возбудителя  $p_v$ , равное 1:3.

Блок 3.1 выполняет гармонический анализ статорной обмотки генератора на основе ее матричной модели (рис. 9) и обмотки возбуждения возбудителя.

Блок 3.2 позволяет синтезировать различные модификации совмещенных обмоток и выполнять визуализацию схем коммутации и схем-разверток спроектированных обмоток. На рис. 10 приведено окно проектирования равнокатушечных совмещенных обмоток.

На рис. 11 приведено окно проектирования совмещенных обмоток, выполненных вразвалку.

Блок 3.3 выполняет построение результирующей кривой ЭДС на зажимах статорной обмотки генератора с учетом потокоцепления высших гармоник и рас-

считывает коэффициент несинусоидальности выходного напряжения. На рис. 12 приведено окно с результатами расчета кривой выходного напряжения и (блок 3.3).

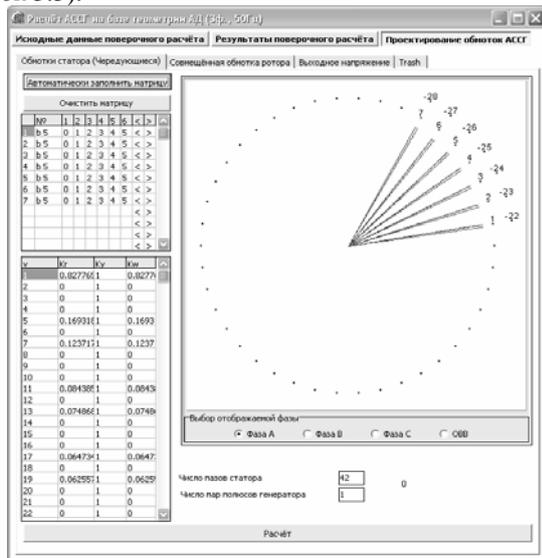


Рис. 9. Окно анализа матричной модели статорных обмоток

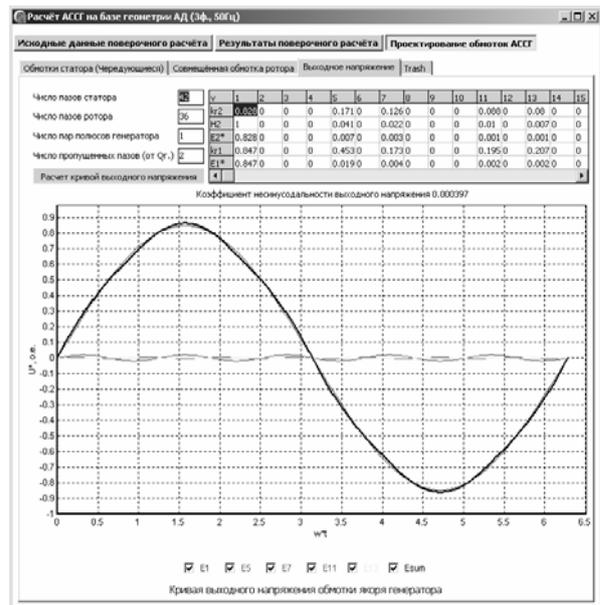


Рис. 12. Окно результатов анализа формы выходного напряжения

Помимо кривой выходного напряжения генератора в таблице приведены значения коэффициентов распределения ОЯГ и совмещенной обмотки, а именно той её части, которая исполняет роль обмотки возбуждения генератора.

## ВЫВОДЫ

1. Разработана методика расчета бесконтактных синхронных генераторов с совмещенной магнитной системой, достоверность которой подтверждена совпадением расчетных и экспериментальных данных.

2. Созданный на ее основе программный комплекс позволяет существенно сократить время затраты при инженерном проектировании и может быть использован в учебном процессе при подготовке специалистов-электромехаников.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Домбровский В.В., Хуторецкий Г.М. Основы проектирования электрических машин переменного тока. – Л.: Энергия. – 1974. – 503 с.
- [2] Сергеев П.С. "Проектирование турбогенераторов", учебное пособие. М.: ГЭИ 1961.–108 с.
- [3] Дегтев В.Г., Билоненко Н.И. Трехфазный неявнополюсный синхронный генератор // Праці науково-технічної конференції, присвяченої 100-річчю від дня народження видатного українського вченого-електромеханіка Тихона Губенко, Львів-Славськ, 1996. - С. 63-65; 3/2;
- [4] Дегтев В.Г., Довгий С.С. Синтез совмещенной обмотки автономного синхронного генератора // Міжвід. наук. техн. зб., "Електромашинобудування та електрообладнання", Київ, Техніка.– №53, 1999.– С. 60-63.
- [5] Караваев В.Т. Бесконтактный совмещенный синхронный генератор. Электричество, №11, 1990. – С. 17-25.
- [6] Луицк В.Д. Совмещённые электрические машины и аппараты. – К.: Техника, 1993. – 203 с.
- [7] А.с. СССР №44748 от 07.02.72 г. Бесконтактная синхронная машина. Открытия, изобретения, промышленные образцы, товарные знаки. Бюл. №31, 1974. С. 146.
- [8] Патент 25062 України. Безконтактна синхронна електрична машина / Клементьев О.В., Бондарев В.М. // Бюл. №6, 1998.
- [9] Патент 2144253 РФ. Электрическая машина совмещенного типа / Климентьев А.В., Бондарев В.Н. // Бюл. №1, 2000.

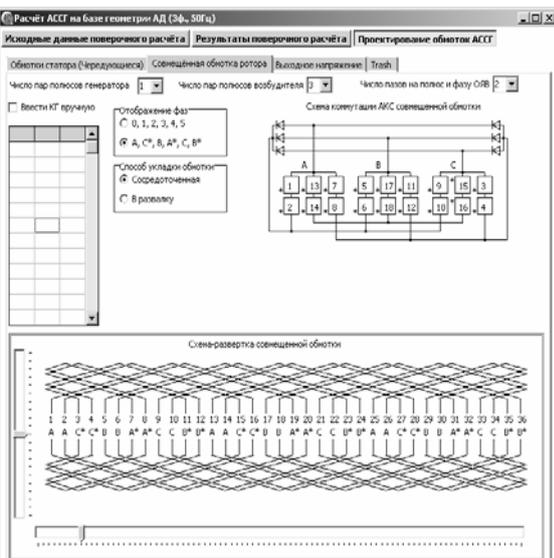


Рис. 10. Окно проектирования совмещенных обмоток

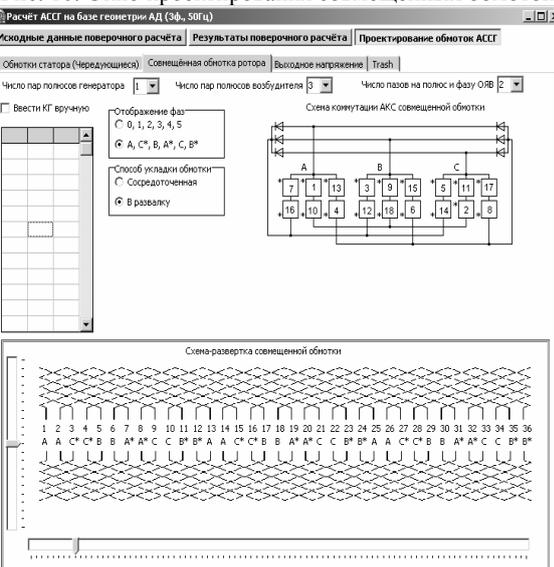


Рис. 11. Окно проектирования совмещенных обмоток

Поступила 30.08.2007

## ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ ПОЛИФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОТЕПЛОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Заблодский Н.Н., к.т.н., доц., Филатов М.А., Квасов В.А.

Донбасский государственный технический университет

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

Гринь Г.М.

ОАО "Первомайский электромеханический завод им. К. Маркса"

Украина, 93202, Луганская обл., г. Первомайск-2, пер Заводской, 1  
тел. (06455) 6-10-15, факс (06455) 6-30-32

*Наведені результати експериментальних досліджень перехідних процесів поліфункціональних електротепломеханічних перетворювачів технологічного призначення.*

*Приведены результаты экспериментальных исследований переходных процессов полифункциональных электротепломеханических преобразователей технологического назначения.*

### ВВЕДЕНИЕ

Полифункциональные электротепломеханические преобразователи (ЭТМП) технологического назначения – новый класс электромеханических систем [1], отличающийся от традиционных асинхронных машин структурной, функциональной и тепловой интеграцией. Указанные особенности определяют необходимость в усовершенствовании методов исследований энергетических, тепломассообменных и механических процессов, происходящих в ЭТМП. Известные результаты исследований динамических режимов и математические модели асинхронных машин не могут в полной мере быть использованы для описания динамических режимов ЭТМП, поскольку в большинстве случаев не учитывается связь тепловых и электромагнитных полей во внутренней структуре ЭТМП, а также взаимодействие последнего с нагрузочно – охлаждающей средой [2, 3]. Ряд математических моделей, предложенных для описания процессов в асинхронных двигателях с массивным ротором [4, 5], а также математические модели шнековых [6] и погружных ЭТМП [7] значительно приблизили описание динамики процессов в ЭТМП к реально происходящим. При этом были приняты следующие допущения: независимость процессов, происходящих в отдельных модулях; принятие в расчет момента инерции только того участка массивного ротора, который связан с конкретной длиной статора двигательного (ДМ) и тормозного (ТМ) модуля; отсутствие взаимного влияния по цепям питающего напряжения для бистаторного исполнения ЭТМП; неучет изменений коэффициентов затухания электромагнитных и электромеханических процессов от температуры. Погрешность от введения таких допущений может быть определена только экспериментальным путем. Наконец, динамика процессов в ЭТМП, безусловно, формируется взаимным воздействием ДМ и ТМ через общий массивный ротор – вал. В качестве интегральной характеристики, отражающей переходные процессы, может быть принят ток отдельных модулей и общий ток ЭТМП.

Целью данной работы является экспериментальное исследование на натуральных образцах динамики токов ЭТМП для установления особенностей переходных процессов и адекватности математических моделей.

### РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ЭТМП И ИХ АНАЛИЗ

В [8] изложена структура и принцип работы системы импульсного управления реверсом и форсировкой ЭТМП технологического назначения, формирующей процесс форсированного пуска в три этапа:

- одновременное, согласное (по вращающему моменту) включение ДМ и ТМ с последующим разгоном ротора до определенной скорости;
- реверсирование ТМ и перевод его в режим противовключения;
- одновременная работа двух модулей с низкой частотой вращения ротора и выход на установившийся режим.

Для регистрации переходных процессов электрических величин и частоты вращения использован USB – осциллограф на базе микроконтроллера C8051F321 с поддержкой высокоскоростного канала обмена данными (USB) с компьютером и не требующий дополнительных источников питания. Применялись режимы работы осциллографа, спектроанализатора и самописца. В последнем случае сигнал непрерывно в реальном масштабе времени считывался с микроконтроллера. Разрядность АЦП – 10 бит, входное напряжение -20...+20 В, частота дискретизации – 0,01 Гц...200 кГц. Результаты измерения копировались в виде растрового рисунка формата \*.bmp (Windows Bitmap) в буфер обмена Windows для последующей обработки. Токосный вход осциллографа подключался к датчику тока, выполненному на базе трансформатора тока с калиброванным нагрузочным сопротивлением. В качестве датчика напряжения был использован трансформатор напряжения. Экспериментальные исследования проводились на промышленных образцах шнекового ЭТМП в условиях ООО "Кондратьевская ЦОФ".

На рис. 1 (а, б) представлены осциллограммы общего тока ЭТМП для двух вариантов пуска на холстом ходу: при начальном значении скорости вращения ротора  $\omega_{p0} = 0$  и при вращающемся роторе  $\omega_{p0} = 25$  рад/с. На осциллограммах каждому из указанных выше этапов пуска соответствует своя временная зона и характер изменения тока. Полная аналогия наблюдается лишь по второму этапу (процесс реверса ТМ). Характерно, что процесс отключения ТМ на этом этапе не сопровождается броском тока – уменьшается лишь амплитуда общего тока, поскольку питающее напряжение поступает только на ДМ. Основное отличие в характере переходного процесса наблюдается на первом этапе (однонаправленные электромагнитные моменты ДМ и ТМ). При пуске ЭТМП из состояния покоя мы наблюдаем типичный для асинхронных машин переходный процесс: начальный бросок (ударный ток) и аperiodический процесс снижения амплитуды тока практически до квазиустановившегося значения. Длительность процесса, определяемая малой электромагнитной постоянной, составляет не более 0,4 с. Повторный пуск ЭТМП при вращающемся роторе с незатухшим магнитным полем сопровождается большим в 1,7 раза ударным током и совершенно иным характером переходного процесса: амплитуда тока в течение 0,08 с нарастает, а затем уменьшается с такой же закономерностью, как в осциллограмме а). Третий этап в осциллограммах различается небольшим превышением амплитуд тока в осциллограмме б).

Как видим, вращение ротора и наличие незатухшего поля в момент пуска ЭТМП формирует заметную величину противо ЭДС в обмотке статора и снижает значение потребляемого тока. Необходимо учитывать ещё одну закономерность, установленную ранее в [9]: первая полуволна электромагнитного момента при пуске асинхронного двигателя с вращающимся ротором (на скорости более половины синхронной) имеет отрицательный знак, что и является причиной ударного значения тока, некоторого замедления ротора, сопровождающегося увеличением амплитуды тока. Последующая (вторая) полуволна тока в 3 раза меньше, чем в осциллограмме а), поскольку ротор, имея ненулевую стартовую скорость, затрачивает уже значительно меньшее значение потребляемой мощности для разгона ротора (запасания кинетической энергии) и создания магнитного поля на стадии электромагнитных пере-

ходных процессов. В результате мы наблюдаем сложный аperiodический процесс изменения суммарного мгновенного значения тока ЭТМП.

Приближенное выражение для мгновенного значения суммарного тока, потребляемого ЭТМП, при питании  $N$  модулей от одного источника напряжения может быть предоставлено в виде:

$$i_{\Sigma} = \sum_{k=1}^{k=N} I_{1yk} \cdot \cos(\omega_{1k} - \varphi_{1k}) - \sum_{k=1}^{k=N} \frac{U}{X'_{1k}} \cdot e^{-\alpha'_{1k} \cdot t} + \sum_{k=1}^{k=N} \left[ \frac{U}{X'_{1k}} - I_{1yk} \cdot \cos(\varphi_{1k}) \right] \cdot e^{-\alpha'_{1k} \cdot t} \cdot \cos(\omega_p \cdot t), \quad (1)$$

где  $I_{1yk}$  – амплитуда установившегося (вынужденного) тока  $k$ -го модуля;  $\alpha'_{1k}$ ,  $\alpha'_{2k}$  – параметры переходного процесса.

При этом:

$$\alpha'_{1k} = R_{1k} / X'_{1k}, \quad \alpha'_{2k} = R'_{2k} / X'_{2k}, \\ X_{1k} = X_{mk} + X_{1\sigma k}, \quad X_{2k} = X_{mk} + X_{2\sigma k}, \\ X'_{1k} = X_{1k} \cdot \sigma_k, \quad \sigma_k = 1 - \frac{X_{mk}^2}{X_{1k}^2},$$

где  $X_{1\sigma k}$ ,  $X_{2\sigma k}$  – параметры рассеяния обмоток статора и ротора  $k$ -го модуля;  $X_{mk}$  – параметр взаимной индукции.

Первый член правой части выражения (1) представляет собой вынужденную (составляющую суммарного тока), а второй и третий – аperiodическую (свободную) составляющую, учитывающую электромагнитные и электромеханические переходные процессы.

Для оценки параметров аperiodической составляющей переходного тока может быть использован интегральный метод оценки [10]. Переходный ток (1) не является периодической функцией и его разложение в ряд Фурье дает постоянную составляющую  $A_0$ , высшие гармоники и 1-ю гармонику тока, параметры которой отличаются от параметров вынужденной синусоидальной составляющей переходного тока из-за вклада, который дает аperiodическая составляющая тока. Постоянная составляющая ряда Фурье представляется в виде:

$$A_0 = I_{a0} \cdot \frac{\tau}{T} \cdot (1 - e^{-T/\tau}), \quad (2)$$

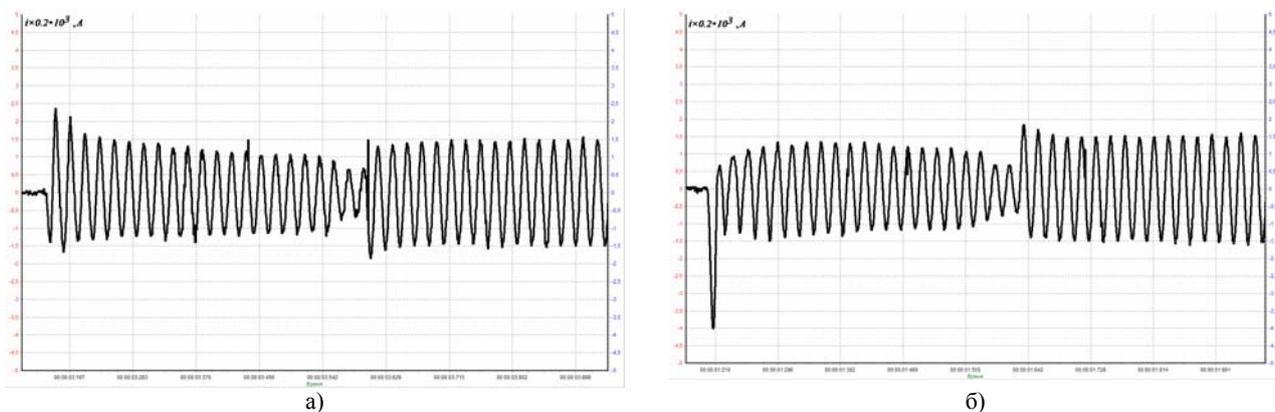


Рис. 1. Осциллограммы пуска электротепломеханического преобразователя энергии при различных начальных скоростях вращения: а)  $\omega_{p0} = 0$ ; б)  $\omega_{p0} = 25$  рад/с

где  $I_{a0}$  - начальное значение аperiodической составляющей тока при  $t = 0$ ,  $\tau$  - постоянная времени аperiodической составляющей,  $T$  - период первой гармоники.

При наличии цифровой осциллограммы и программы её обработки можно определить постоянную времени аperiodической составляющей:

$$\tau = -\frac{\Delta T}{\ln(A_0' T / A_0 \cdot T)} \quad (3)$$

Значение  $A_0 T$  и  $A_0' T$  определяются как суммы мгновенных отсчетов переходного тока  $i_{\Sigma}(t)$  на интервалах наблюдения длительностью  $T$ , умноженные на шаг дискретизации времени (вычисление интегралов методом прямоугольников).

Далее из выражения (2) определяется  $I_{a0}$ . Необходимо указать на то, что полый массивный ротор ЭТМП обладает небольшим моментом инерции в сравнении с массивнороторными асинхронными машинами традиционного исполнения соответствующего типоразмера. Для ЭТМП соотношение постоянных времени электромагнитных  $T_{\Sigma}$  и электромеханических  $T_{\text{эм}}$  переходных процессов на порядок выше и составляет 0,2 единицы и более.

В связи с этим итоговое время пуска шнекового ЭТМП при различной скорости ротора осталось практически одинаковым (см. рис. 1 а, б).

На рис. 2 показана осциллограмма общего потребляемого тока и начальные сигналы датчика движения ротора при пуске ЭТМП с  $\omega_{p0} = 0$ . Угловая скорость ротора в пределах одного (первого) оборота ротора составляет 24,8 рад/с, при этом электромагнитный процесс практически затухает в пределах этого оборота.

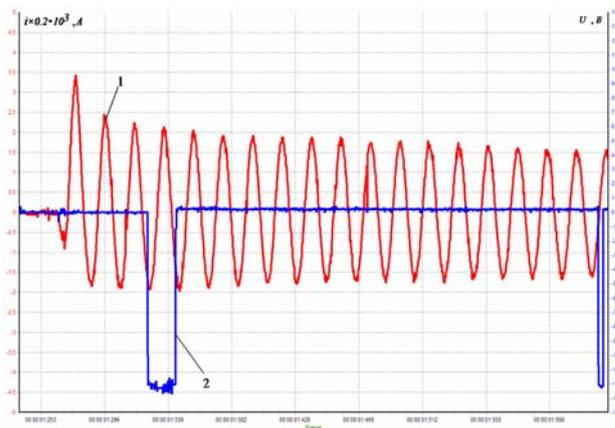
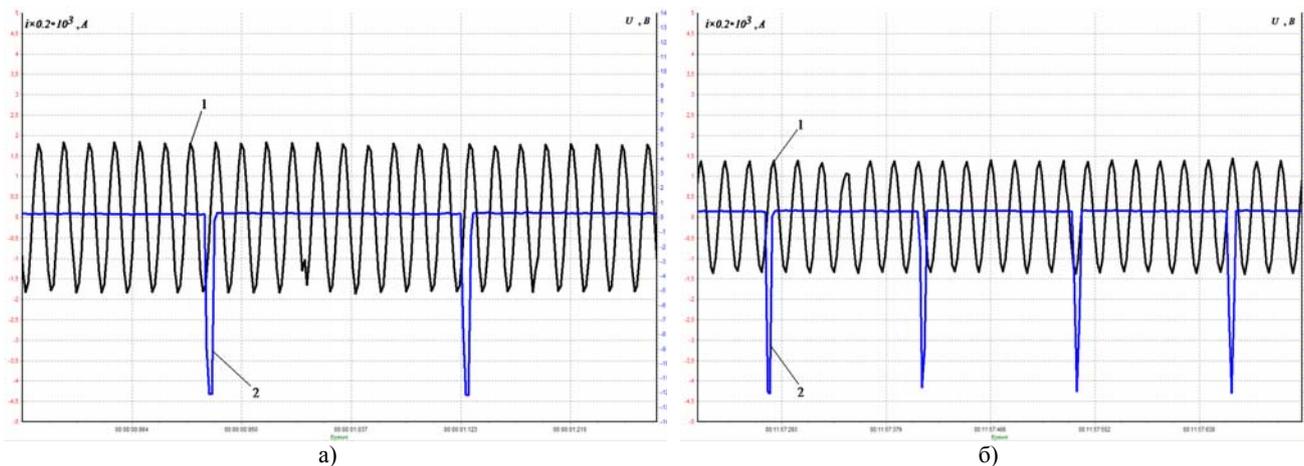
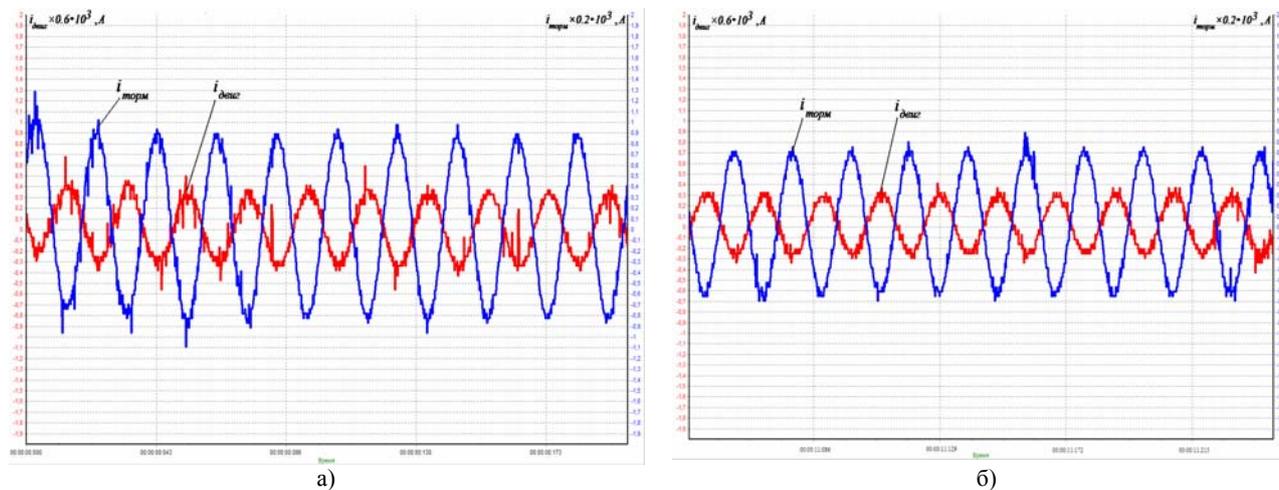


Рис. 2. Осциллограмма пуска ЭТМП: 1 - кривая общего тока; 2 - импульсы датчика движения



1 – кривая тока; 2 – импульс датчика движения

Рис. 3. Осциллограммы изменения общего тока и скорости вращения: а) в начальный момент после пуска; б) по истечению 12 мин



$i_{\text{торм}}$  – кривая тока ТМ;  $i_{\text{двиг}}$  – кривая тока ДМ

Рис. 4. Осциллограммы изменения токов отдельных модулей: а) в начальный момент после пуска; б) по истечению 12 мин

Скольжение, при котором работает ТМ на третьем участке пуска, составляет  $(2-s_{Д})$ , где  $s_{Д}$  – скольжение ДМ. Поскольку частота вращения ротора при запуске с вращающимся ротором к моменту наступления третьего этапа значительно больше, чем в случае пуска с неподвижным ротором, то значение тока ТМ и тормозного момента им создаваемого несколько выше. В итоге результирующий момент при фактически закончившемся электромагнитном переходном процессе определяется только электромеханическими и тепловыми процессами:

$$M_{pi} = \sum_{k=1}^{k=N} M_{ik} = \sum_{k=1}^{k=L} (i'_{2Дk})^2 \frac{R_{2Дk}}{s_{Д}} \frac{m}{\omega_{iД}} \frac{p_{Д}}{2} + \sum_{k=L+1}^{k=N} (i'_{2Тk})^2 \frac{R'_{2Тk}}{s_{Д}} \frac{m}{\omega_{iT}} \frac{p_{Т}}{2}, \quad (4)$$

где  $L$  - число двигательных модулей в ЭТМП;  $i'_{2Дk}$ ,  $i'_{2Тk}$ ,  $R_{2Дk}$ ,  $R'_{2Тk}$ ,  $\omega_{iД}$ ,  $\omega_{iT}$  - текущие значения приведенного тока и активного сопротивления ротора, а также угловых скоростей поля ротора соответственно для ДМ и ТМ;  $m$ ,  $p_{Д}$ ,  $p_{Т}$  - соответственно число фаз и число пар полюсов в модулях ЭТМП. В общем случае при питании от разных источников напряжения ДМ и ТМ могут иметь разные значения числа фаз и полюсов.

Переходный процесс изменения тока формируется не только электромагнитными и электромеханическими процессами, происходящими в ЭТМП в период пуска или воздействия резкопеременных нагрузок, но и температурными воздействиями на статор и массив ротора. Необходимо отметить, что диапазон изменения температуры ротора может составлять  $(20...350)^{\circ}\text{C}$ , что существенно меняет величины электромагнитных параметров ЭТМП. На рис. 3 и рис. 4 показаны фрагменты осциллограмм токов и частоты вращения (импульс с амплитудой 12 В соответствует одному обороту ротора), снятых в период времени непосредственно после пуска и по истечении примерно 12 мин работы ЭТМП на холостом ходу. Сравнительный анализ изменения величины за этот промежуток времени дал следующие результаты:

- увеличение частоты вращения в 1,5 раза;
- снижение амплитуды тока ТМ в 1,07 раза;
- снижение амплитуды тока ДМ в 1,25 раза;
- снижение амплитуды общего тока ЭТМП в 1,34 раза.

Достаточно сложная зависимость (4) результирующего момента от приведенного вторичного тока, скольжения и активного сопротивления ротора, как видим, отражается в полученных экспериментальных осциллограммах как свойство саморегулируемости ЭТМП при температурных воздействиях: увеличение частоты вращения, вызванное повышением результирующего момента, происходит как своеобразная компенсация температурного снижения токов в ДМ и ТМ.

По результатам экспериментальных исследований установлены также отклонения от расчетных значений величин и параметров, полученных по обобщенной математической модели [6], максимальное значение которых не превышает 9,5%.

## ВЫВОДЫ

1. Предложена аппаратная реализация способа исследования переходных и квазиустановившихся процессов бистаторного ЭТМП технологического назначения. Установлен характер переходного процесса изменения тока в период пуска ЭТМП при различных начальных значениях скорости массивного ротора.

2. Установлено, что переходный процесс изменения интегральной величины – потребляемого тока ЭТМП определяется не только электромагнитными и электромеханическими процессами, но и тепловыми изменениями электромагнитных параметров ЭТМП.

3. Предложены аналитические зависимости расчета результирующего электромагнитного момента ЭТМП.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Шинкаренко В.Ф., Заблодский Н.Н. Генетическое моделирование и структура генома электромеханических преобразователей энергии технологического назначения // Восточно-европейский журнал передовых технологий. – Харьков: Технолог. центр, 2004. - №2 (8). – С. 44-51.
- [2] Трещев И.И. Электромеханические процессы в машинах переменного тока. - Л.: Энергия, Ленинград. отделение, 1980. – 314 с.
- [3] Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин: Учебник для вузов. – М.: Высш.шк., 1987. – 248 с.
- [4] Вербовой А.П., Вербовой П.Ф., Сьянов А.М. Электромагнитные параметры асинхронных двигателей с массивными ферромагнитными роторами // Регулируемые асинхронные двигатели. – К.: Ин-т электродинамики НАН Украины. – 1996. – С. 55–56.
- [5] Сьянов А.М. Расчет характеристик асинхронного двигателя с массивным ферромагнитным ротором методом конечных элементов // Регулируемые асинхронные двигатели. – К.: Ин-т электродинамики НАН Украины. – 1998. – С. 20–29.
- [6] Васковский Ю.Н., Заблодский Н.Н. Моделирование полей и характеристик электротепломеханических преобразователей технологического назначения // Техн. электродинамика. – К.: Ин-т электродинамики НАН Украины Тем. вип. "Проблемы сучасної електротехніки", - 2006, част.7. - С. 41-44.
- [7] Заблодский Н.Н. Моделирование динамических режимов и теплообменных процессов электротепломеханических преобразователей // Техн. электродинамика. – К.: Ин-т электродинамики НАН Украины Тем. вип. "Проблемы сучасної електротехніки", - 2004, част.6. - С. 34-37.
- [8] Заблодский Н.Н., Коцемир И.А., Стройников В.Г. Система импульсного управления реверсирования и форсировки электротепломеханических преобразователей энергии технологического назначения // Сб. науч. тр. Донбасского госуд. техн. ун-та. Вып. 23 – Алчевск: ДонГТУ, 2007. – С. 323–328.
- [9] Петров Л.П., Чан Ван Тхинь. Динамика магнитных потоков асинхронного электропривода // Электричество. -1991. -№12. – С. 40–48.
- [10] Дмитриев К.С. Оценка влияния апериодической составляющей на параметры первой гармоники принужденной составляющей тока КЗ, определяемые разложением в ряд Фурье // Электричество – 2005. - №4. – С.9–14.

Поступила 01.09.2007

## УСТРОЙСТВО КОНТРОЛЯ ХИЩЕНИЙ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

Красовский П.Ю., Цыпленков Д.В., к.т.н., доц.  
Национальный горный университет  
Украина, 49005, Днепропетровск, пр. К.Маркса, 19, НГУ, кафедра "Электрические машины"  
тел. (056) 373-07-70, E-mail: tsyplenkovd@nmu.org.ua

*Представлено пристрій захисту від розкрадань електроенергії через втручання в роботу засобів обліку.*

*Представлено устройство защиты от хищений электроэнергии через вмешательство в работу средств учета.*

### ВВЕДЕНИЕ

Потери электроэнергии в электрических сетях – важнейший показатель экономичности их работы, наглядный индикатор состояния системы учета электроэнергии, эффективности энергосбытовой деятельности энергоснабжающих организаций. Этот индикатор все отчетливее свидетельствует о накапливающихся проблемах, которые требуют безотлагательных решений в развитии, реконструкции и техническом перевооружении электрических сетей, совершенствовании методов и средств их эксплуатации и управления, в повышении точности учета электроэнергии, эффективности сбора денежных средств за поставленную потребителям электроэнергию. По мнению международных экспертов, относительные потери электроэнергии при ее передаче и распределении в электрических сетях большинства стран можно считать удовлетворительными, если они не превышают 4-5%. Потери электроэнергии на уровне 10% можно считать максимально допустимыми с точки зрения физики передачи электроэнергии по сетям [1]. Становится все более очевидным, что резкое обострение проблемы снижения потерь электроэнергии в электрических сетях требует активного поиска новых путей ее решения, новых подходов к выбору соответствующих мероприятий, а главное, к организации работы по снижению потерь.

В связи с резким сокращением инвестиций в развитие и техническое перевооружение электрических сетей, в совершенствование систем управления их режимами, учета электроэнергии, возник ряд негативных тенденций, отрицательно влияющих на уровень потерь в сетях, таких как: устаревшее оборудование, физический и моральный износ средств учета электроэнергии, несоответствие установленного оборудования передаваемой мощности. Из вышеотмеченного следует, что на фоне происходящих изменений хозяйственного механизма в энергетике, кризиса экономики в стране проблема снижения потерь электроэнергии в электрических сетях не только не утратила свою актуальность, а наоборот выдвинулась в одну из задач обеспечения финансовой стабильности энергоснабжающих организаций.

Одной из главных причин наличия коммерческих потерь – хищение электроэнергии, причем не только в коммунально-бытовом, но и промышленном секторе. В 90-е годы в электроэнергетике в условиях роста тарифов на электроэнергию и уменьшения платежеспособности население в ряде регионов страны,

особенно в сельской местности, увеличились трудности с оплатой электроэнергии коммунально-бытовыми потребителями. Кроме того, появилась мотивация к применению более утонченных методов и средств кражи электроэнергии. В целом по Украине разворовывается 6,2% потребленной электроэнергии стоимостью почти 12 млн. долларов [2].

*Цель статьи:* представить разработанное устройство защиты от хищений электроэнергии.

Потери от хищений электроэнергии – это одна из наиболее существенных составляющих коммерческих потерь, которая является предметом заботы энергетиков в большинстве стран мира. Опыт борьбы с хищениями электроэнергии в различных странах обобщается специальной экспертной группой по изучению вопросов касающихся кражи электроэнергии и неоплаченных счетов (неплатежей). Группа организована в рамках исследовательского комитета по экономике и тарифам международной организации UNIPED. Согласно отчету, подготовленному этой группой, термин "кража электроэнергии" применяется только в тех случаях, когда электроэнергия не учитывается или не полностью регистрируется по вине потребителя, либо когда потребитель вскрывает счетчик или нарушает систему подачи электропитания с целью снижения учитываемого счетчиком расхода потребляемой электроэнергии. Обобщение международного и отечественного опыта по борьбе с хищениями электроэнергии показало, что в основном этими хищениями занимаются бытовые потребители. Имеют место кражи электроэнергии, осуществляемые промышленными и торговыми предприятиями, но объем этих краж нельзя считать определяющим. Как показал анализ, динамика умышленных разрушений и хищений счетчиков практически совпадает с наступлением холодов при недостаточном отоплении квартир.

Существуют три основных группы способов хищений электроэнергии: механические, электрические, магнитные [3].

Для автоматического контроля исправности средств учета электроэнергии и за счет этого своевременное автоматическое отключение потребителя, снижающее ущерб от хищений, авторами было разработано устройство защиты от хищений, работающее на основе контроля учета электроэнергии (на примере индукционных счетчиков) [3].

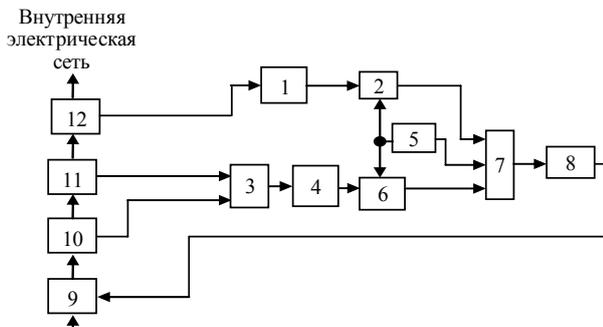


Рис. 1. Функциональная схема устройства защиты от хищений электроэнергии

На рис. 1 представлена функциональная схема разработанного устройства защиты от хищений электроэнергии. Схема устройства включает: 1 – оптический датчик вращения диска индукционного средства; 2 – первый счетчик прямоугольных импульсов; 3 – аналоговый умножитель сигналов тока и напряжения; 4 – генератор прямоугольных импульсов; 5 – таймер; 6 – второй счетчик прямоугольных импульсов; 7 – блок сравнения; 8 – выходной блок; 9 – коммутационный аппарат; 12 – индукционное средство учета электроэнергии; 11 – датчики тока и 10 – датчик напряжения.

Устройство работает следующим образом: при включении потребителей электроэнергии к электрической сети начинает работу (индукционный) счетчик электроэнергии 12, результатом чего является вращение диска счетчика. Оптический датчик 1 оборотов диска реагирует на вращение диска и начинает формировать прямоугольные импульсы напряжения, поступающие на вход первого счетчика прямоугольных импульсов 2, при этом частота выходных прямоугольных импульсов зависит от частоты вращения диска индукционного средства учета электроэнергии. Сигналы с выходов тока 11 и датчика напряжения 10, в качестве которых могут использоваться измерительные трансформаторы тока и напряжения, поступают на вход аналогового умножителя 3 сигналов тока нагрузки и напряжения сети. На выходе аналогового умножителя 3 в зависимости от значений тока и напряжения, поступающих на его входы, формируется аналоговый сигнал, линейно зависящий от произведения  $I \cdot U$ . Сигнал с выхода умножителя 3 поступает на вход генератора прямоугольных импульсов 4, который формирует прямоугольные импульсы с частотой следования, линейно зависящей от уровня аналогового сигнала, поступающего на его вход. Таким образом, частота прямоугольных импульсов на выходах генератора 4 и оптического датчика 1 линейно зависят от значения произведения сигналов тока на нагрузки и напряжения сети. С выхода генератора 4 прямоугольные импульсы поступают на вход второго счетчика 6 прямоугольных импульсов. Блок сравнения 7 имеет два информационных входа, на которые поступает информация о состоянии счетчиков прямоугольных импульсов 2 и 6. Управление работой счетчиков прямоугольных импульсов 2 и 6, а также блоком сравнения 7 осуществляет таймер 5, который в соответствии с алгоритмом его работы формирует

сигнал обнуления счетчиков 2 и 6, а через определенное время выдает сигнал "сравнение", который поступает на вход управления блока сравнения 7. При этом, если состояние счетчиков 2 и 6 одинаково, происходит обнуление счетчиков 2 и 6 и цикл "счет импульсов – сравнение – обнуление" повторяется. В случае, если состояние счетчиков 2 и 6 окажется различным, что может быть в случае блокировки любым способом диска индукционного средства учета электроэнергии или подключения, на выходе блока сравнения 7 появится сигнал, воздействующий на выходной блок 8. Появление сигнала на входе выходного блока 8 приводит к отключению коммутационного аппарата 9 и блокировке его последующего включения в течение определенного времени. По истечении времени блокировки коммутационного аппарата 9 произойдет его автоматическое включение [4].

### ВЫВОДЫ

Разработанное устройство контроля хищений электроэнергии позволяет:

- исключить безучетное потребление электроэнергии при неисправности индукционных средств учета или умышленного вмешательства в их работу;
- обеспечить автоматический контроль индукционных средств учета электроэнергии, прекращение и восстановление подачи электроэнергии потребителю в зависимости от их исправности.

### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Мероприятия по снижению потерь электроэнергии в электрических сетях энергоснабжающих организаций / Воронницкий В.Э., Калинкина М.А., Апрыткин В.Н. // Энергосбережение. – 2000. – № 3. С. 53-56.
- [2] Проблемы энергосбережения при становлении конкурентного рынка / Копсяев А. // Энергорынок. – 2004. – № 1.
- [3] Декларационный патент на корисну модель 12568, МПК (2006) G01R 21/133(2006.01); B02C 18/06. Пристрій контролю обліку електроенергії / Ф.П. Шкрабець, В.Б. Вишня, В.О. Мі-рошніченко, П.Ю. Красовський. – u 2005 07861; 08.08.2005; 15.02.2006, Бюл. № 2.

Поступила 30.08.2007

## РАЗРАБОТКА НЕЙРОСЕТЕВОЙ СИСТЕМЫ НАВЕДЕНИЯ И СТАБИЛИЗАЦИИ ВООРУЖЕНИЯ ЛЕГКОБРОНИРОВАННЫХ МАШИН

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

*Розроблена структурна схема системи наведення і стабілізації озброєння з нейромережевим регулятором. У моделі враховані зовнішні обурення, що діють на озброєння, моменти сухого тертя на валу двигуна і робочого механізму, а також наявність люфта між зубами провідної і відомої шестерні. Для урахування пружності елементів кінематичного пристрою сполучення, механічна частина представлена у вигляді двохмасової системи. Проведено моделювання нейромережевої системи на ЕОМ і виконаний аналіз динамічно характеристик системи.*

*Разработана структурная схема системы наведения и стабилизации вооружения с нейросетевым регулятором. В модели учтены внешние возмущения, действующих на вооружение, моменты сухого трения на валу двигателя и рабочего механизма, а так же наличие люфта между зубьями ведущей и ведомой шестерни. Для учета упругости элементов кинематического устройства сопряжения, механическая часть представлена в виде двухмассовой системы. Проведено моделирование нейросетевой системы на ЭВМ и выполнен анализ динамически характеристик системы.*

### ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ

В настоящее время проводится повсеместная модернизация боевой техники, в частности боевых машин пехоты (БТР) и боевых колесных машин (БМП). Эти машины отечественного производства имеют высокие тактико-технические характеристики и могут успешно конкурировать с зарубежной военной техникой. При модернизации легкобронированных колесных машин в целях повышения эффективности ведения огня основное внимание уделяется вооружению и системе управления огнем. Совершенствование вооружения и систем управления огнем является одной из наиболее важных задач в области повышения тактико-технических характеристик боевых машин пехоты и боевых колесных машин. Наиболее эффективным направлением при модернизации системы управления огнем является улучшение системы стабилизации основного и вспомогательного вооружения.

### АНАЛИЗ ПОСЛЕДНИХ ДОСТИЖЕНИЙ И ПУБЛИКАЦИЙ

Повышающиеся требования к тактико-техническим характеристикам и качеству систем управления заставляют искать новые пути совершенствования автоматических систем. В результате интенсивных исследований, проводимых в последние десятилетия, широкое применение получили методы адаптивного и робастного регулирования. 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. Следовательно, несмотря на имеющийся прогресс, необходимо признать, что универсального и идеального регулятора пока не существует.

В последнее время весьма многообещающей альтернативой классическим методам построения систем управления нелинейными объектами являются искус-

ственные нейронные сети (ИНС) [1-4]. Наиболее 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.

**Целью работы** является синтез нейросетевой системы наведения и стабилизации вооружения легкобронированных машин при движении машин по пересеченной местности, имеющей высокие динамические характеристики.

### ИЗЛОЖЕНИЕ МАТЕРИАЛА ИССЛЕДОВАНИЯ, ПОЛУЧЕННЫХ НАУЧНЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Стабилизаторы вооружения (СВ) являются сложными многоконтурными системами, которые должны обеспечивать требуемые показатели качества, такие как точность стабилизации, неплавность наведения, требуемый диапазон регулирования скорости и др. При решении задачи синтеза алгоритмов управления, обеспечивающих требуемые показатели качества, необходимо располагать уравнениями основных элементов стабилизатора вооружения и, прежде всего, уравнениями его исполнительных и измерительных устройств.

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



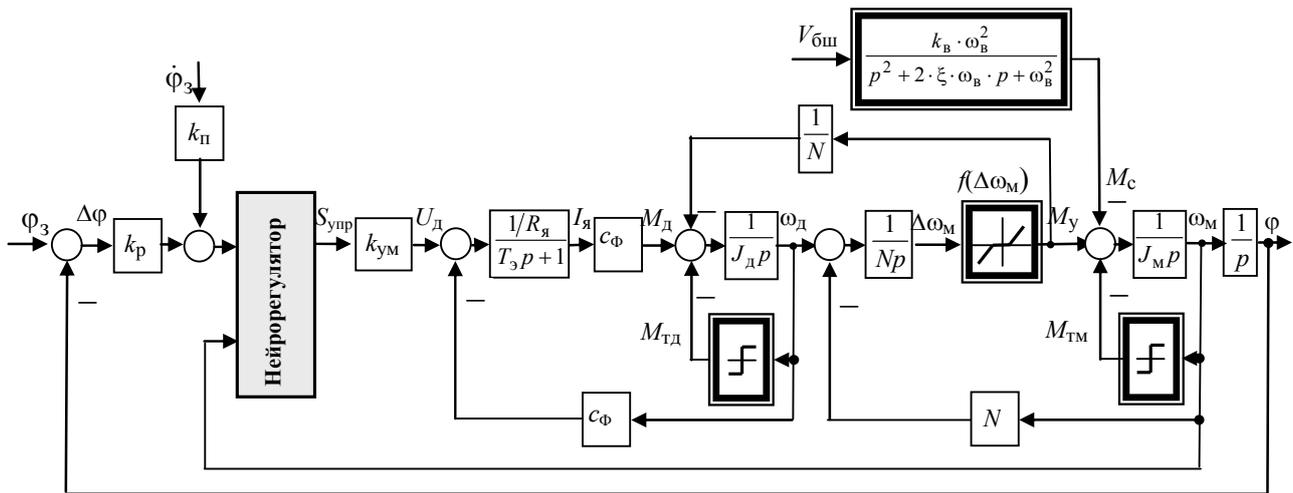


Рис. 2. Структурная схема нейросетевой системы наведения и стабилизации

Высокие динамические требования к системам наведения и стабилизации не возможно выполнить только путём оптимизации линейных систем регулирования, поэтому используем нейросетевой подход к построению системы.

В работе предлагается система подчинённого регулирования с нейронной компенсацией нелинейностей исполнительного устройства стабилизатора вооружения.

Анализ динамики исполнительного устройства стабилизатора вооружения показывает, что нелинейности можно компенсировать в контуре регулирования скорости. Регулятор положения может быть линейным. В процессе исследований установлено, что простой П - регулятор положения с предупредлением по скорости реализует высококачественное регулирование.

Структурная схема предлагаемой системы стабилизации вооружения легкобронированной машины приведена на рис. 2. Схема содержит два контура: контур скорости и контур положения. Коэффициент усиления П – регулятора положения обозначен  $k_p$ , а коэффициент предупредления –  $k_{п}$ .

Синтез нейросетевой системы управления производился с помощью пакета прикладных программ Neural Network Toolbox системы MATLAB. В указанном пакете имеются три контроллера: контроллера с предсказанием (NN Predictive Controller); контроллера на основе модели авторегрессии со скользящим средним (NARMA – L2 Controller); контроллера на основе эталонной модели (Model Reference Controller). Наиболее эффективным является NN Predictive Controller.

Структурная схема на рис. 3 иллюстрирует процесс управления с предсказанием. Регулятор состоит из нейросетевой модели управляемого объекта и блока оптимизации. Блок оптимизации определяет значения  $u'$ , которые минимизируют критерий качества управления, а соответствующий управляющий сигнал управляет процессом.

Синтез нейроконтроллера состоит из двух этапов: этап идентификации управляемого объекта и этап синтеза закона управления. На этапе идентификации разрабатывается модель управляемого объекта

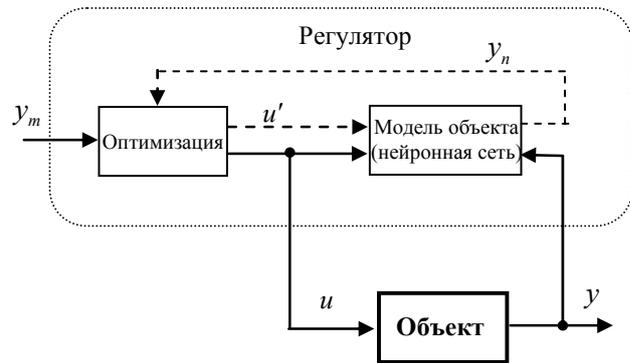


Рис. 3. Структурная схема системы с регулятором, использующим принцип предсказания

в виде нейронной сети, которая на этапе синтеза используется для разработки регулятора.

Было выполнено моделирование нейросетевой системы и проведен детальный анализ результатов динамических характеристик системы с учётом следующих факторов: моментов сухого трения на валу двигателя и механизма, люфта между элементами механической части системы, влияния внешних возмущающих воздействий, действующих на вооружение; поех измерения основных координат.

В результате анализа динамических характеристик системы установлено, что синтезированный нейрорегулятор без дополнительной подстройки параметров обеспечивает высокое качество регулирования с учётом всех перечисленных факторов при различных входных воздействиях (скачкообразном, линейно – нарастающем, гармоническом) и 30% изменении параметров объекта регулирования.

Выполняются так же дополнительные требования к системе: без перерегулирования при ступенчатом входном воздействии обрабатывается угол блока вооружения в диапазоне: от  $\phi_3 = 0,01$  рад до  $\phi_3 = 1$  рад. Время отработки угла  $\phi_3 = 0,05$  рад составляет  $t = 0,12$  с; минимальная скорость нарастания и уменьшения отработки угла при линейно изменяющемся входном воздействии составляет  $\omega_{\phi \min} = 0,00035 \text{ с}^{-1}$ ; ошибка отработки синусоидального сигнала с частотой 1 Гц и амплитудой  $3^\circ$ ; (0,053

рад) не превышает 0,002 рад (0,114°).

В качестве примера на рис. 4 показаны графики переходных процессов основных переменных состояния системы с П – регулятором положения без учёта

возмущающего момента при ступенчатом входном воздействии, находящемся в пределах  $\varphi_3 = -1 \div 1$  рад.

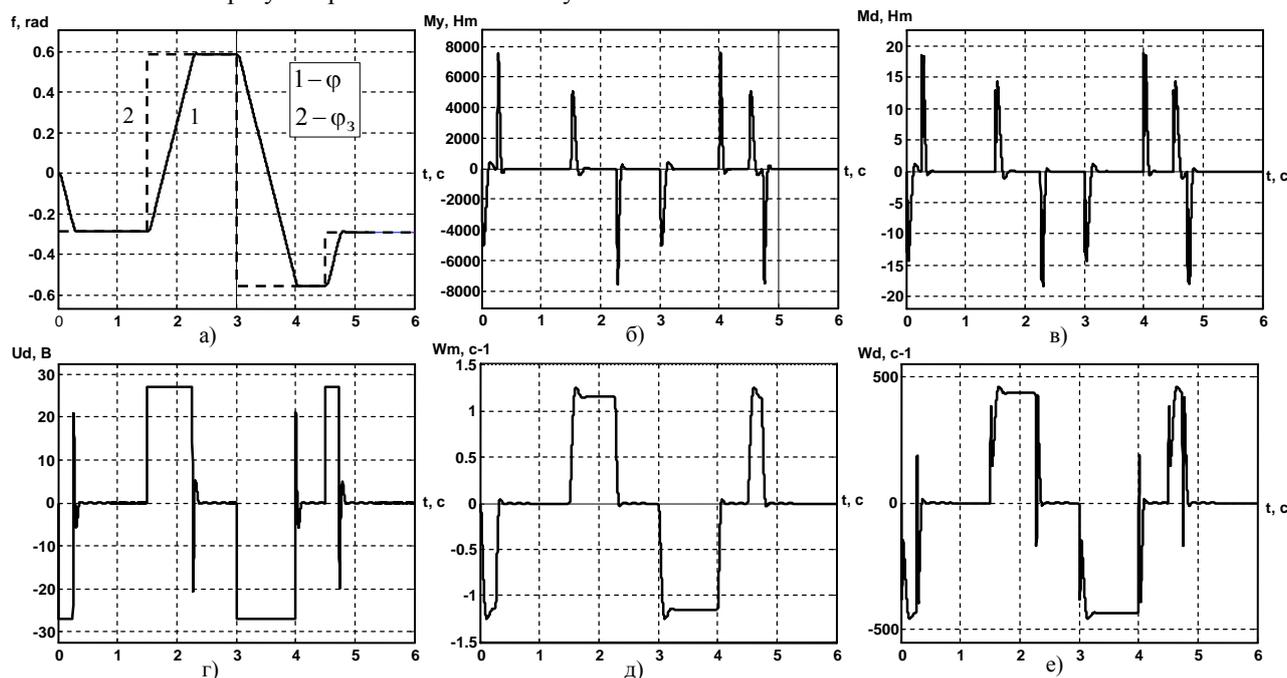


Рис. 4. Графики переходные процессы переменных состояния системы:

- а) отработки заданного угла  $\varphi$ ; б) момента упругости  $M_y$ ; в) момента двигателя  $M_d$ ;  
 г) напряжения двигателя  $U_d$ ; г) скорости механизма  $\omega_m$ ; д) скорости двигателя  $\omega_d$

### ВЫВОДЫ

В статье решена задача синтеза нейросетевой системы наведения и стабилизации вооружения легкобронированных машин.

Разработана структурная схема нейросетевой системы наведения и стабилизации вооружения легкобронированных машин. Система выполнена по принципу подчинённого регулирования с нейронной компенсацией нелинейностей исполнительного устройства стабилизатора вооружения в контуре регулирования скорости. При составлении модели объекта управления учтены внешние возмущения, действующие на вооружение, моменты сухого трения на валу двигателя и рабочего механизма, а так же наличие люфта между зубьями ведущей и ведомой шестерни. Для учета упругости элементов кинематического устройства сопряжения, механическая часть представлена в виде двухмассовой системы.

Выполнен синтез нейрорегулятора с предсказанием NN Predictive Controller, реализованным в системе MATLAB. Проведено моделирование нейросетевой системы, получены графики переходных процессов переменных состояния системы. Установлено, что нейросетевая система имеет высокие динамические характеристики.

Исходя из полученных результатов исследований следует заключить, что предложенная концепция регулирования с использованием нейронных сетей является перспективной для применения в современных системах управления вооружением легкобронированных машин.

### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Терехов В.А., Ефимов Д.В., Тюкин И.Ю. Нейросетевые системы управления. - М.: ИПРЖР, 2002. - 480 с.
- [2] Руденко О.Г., Бодянский Е.В. Основы теории искусственных нейронных сетей. - Харьков: ТЕЛЕТЕХ, 2002. - 317 с.
- [3] Вороновский Г.К., Махотило К.В., Петрашев С.Н., Сергеев С.А. Генетические алгоритмы, искусственные нейронные сети и проблемы виртуальной реальности. - Харьков: Основа.- 1997.- 112 с.
- [4] Клепиков В.Б., Палис Ф., Цепковский Ю.А. Гибридные нейронные сети в управлении электромеханическими системами // Вестник НТУ "ХПИ". Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика, Харьков.- 2003.- Вып.10.- Т.1.- С. 29-33.
- [5] Александров С.С., Козлов Е.П., Кузнецов Б.І. Автоматичне керування рухомими об'єктами і технологічними процесами. - Харків: НТУ "ХПИ", 2002. - 490 с.

Поступила 10.10.2008

## ИССЛЕДОВАНИЕ ВИБРАЦИИ МЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ АНАЛОГИИ С ЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ СХЕМАМИ ЗАМЕЩЕНИЯ

Лелюк Н.А., Лупиков В.С., д.т.н., проф.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

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

тел. (0572) 707-68-64, E-mail: lupikov@kpi.kharkov.ua.

*Розглянуто основи методу схем заміщення для дослідження вібрацій механічної системи у вигляді контактів комутаційного електричного апарату. Приведено алгоритм отримання рішення для перехідного процесу руху контактів в процесі вібрації.*

*Рассмотрены основы метода схем замещения для исследования вибраций механической системы в виде контактов коммутационного электрического аппарата. Приведен алгоритм получения решения для переходного процесса движения контактов в процессе вибрации.*

### ВВЕДЕНИЕ

Надежность работы коммутационных электрических аппаратов (ЭА) во многом зависит от вибрации контактов. До настоящего времени проблема вибрации контактов и связанной с ней износ контактов остаются малоисследованными. Экспериментально установлено [1], что в некоторых случаях возникающая вибрация не приводит к потере электрического контакта, что существенно снижает износ контактов и в целом повышает надежность работы ЭА. Существующие математические модели вибрации электрических контактов коммутационных ЭА не учитывают этого эффекта, что является их недостатком.

Анализ известных моделей вибрации контактов ЭА [2, 3], показывает, что они содержат существенные ограничения, накладываемые на характер движения (одномерная задача) и отсутствие либо ограниченное рассеяние энергии (упругий удар, деформация). Стремление увеличить точность моделирования требует усложнения моделей. Однако при существующем подходе к формированию моделей процесса вибрации на основе физических процессов преобразования энергии введение в модель каждого нового параметра существенно усложняет эту задачу.

В то же время в электротехнике теория переходных процессов в электрических цепях достаточно хорошо исследована [4]. Эти методы в принципе могут быть применены и к исследованию вибрации в механических системах. В известной литературе этому вопросу уделено скромное внимание. В работе [5] рассматривается метод исследования вибраций механических эталонных систем, основанный на теории графов. Этот метод открывает возможность исследования переходных процессов в механических системах с множеством сосредоточенных механических компонент (инерционных масс, механических сопротивлений, упругостей пружин).

Цель работы – разработка основ метода математического моделирования вибрации контактов, основанного на аналогии переходных процессов в электрических и механических системах.

### 1. РАБОЧАЯ ГИПОТЕЗА

В основу метода исследования вибраций положена теория механических цепей с сосредоточенными

компонентами. Для такой механической системы можно составить схему замещения и граф. Каждая компонента графа для конкретной схемы замещения имеет определенную известную величину. С использованием теории графов можно определить числовые величины компонент и составить топологические уравнения графа. В сочетании с компонентными уравнениями они позволяют составить математическую модель – систему уравнений, пригодную для исследования переходного процесса. В общем случае величины компонент графа механической системы являются векторами, а получаемые в результате решения системы уравнений параметры, характеризующие движение подвижных элементов (скорости либо силы) также являются векторами. Для контроля получаемого решения для отдельных компонент этих векторов можно использовать аналогичные решения для эквивалентной схемы замещения электрической цепи. Для этого предлагается составить граф электрической цепи, у которой число компонент и связи одинаковы с механической системой, а числовые величины компонент устанавливаются одинаковыми для исследуемых векторов. При этих условиях зависимости исследуемых величин в переходном процессе одинаковы. Ожидается, что такой метод позволит поэтапно контролировать получаемые решения для каждой компоненты исследуемого вектора.

В работе приняты следующие допущения:

- масса подвижных элементов (контактов исследуемой контактной системы) поступательной механической системы постоянна;
- контакты выполнены из одного металла и однородны по структуре;
- упругости пружин и механические сопротивления механической системы постоянны;
- компоненты механической схемы являются двухполюсниками;
- соотношения между компонентами каждой из векторных величин, характеризующих параметры механической системы, в процессе вибрации постоянны.

### 2. МЕХАНИЧЕСКАЯ СИСТЕМА

Основные положения предлагаемого метода рассматриваются на примере механической системы, схема которой приведена на рис. 1. Прямоходовая

механическая система состоит из трех частей и имеет одну степень свободы вдоль оси  $x$ . Параметры, характеризующие сосредоточенные компоненты механической системы:  $m_1, m_2, m_3$  – массы подвижных элементов и базы;  $k_1, k_2, k_3$  – пружинящие элементы;  $b_1, b_2$  – механические сопротивления;  $v(t)$  – начальная скорость движения в момент начала процесса вибрации ( $t = 0$ ).

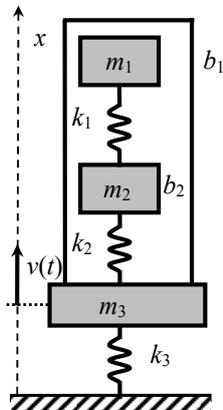


Рис. 1. Схема движения элементов механической системы

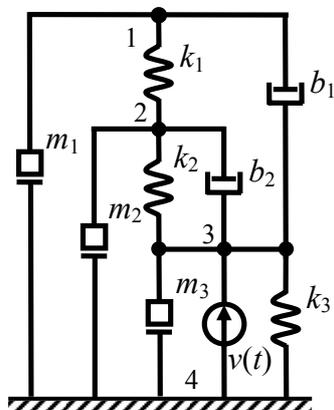


Рис. 2. Вибрационная схема замещения

Для механических поступательных систем используются идеальные пассивные двухполюсники – механическое сопротивление  $b$ , масса  $m$ , упругость  $k$  и идеальные активные двухполюсники – перемещение  $x(t)$  и скорость  $v(t)$ , которые являются продольными переменными, сила  $f(t)$ , которая является поперечной переменной. Для анализа системы в переходном режиме используют мгновенные величины скоростей и сил.

Соотношения, связывающие продольные и поперечные переменные механической поступательной системы, обычно представляются в виде линейных зависимостей с коэффициентами, определяемыми параметрами пассивных двухполюсников [6]:

$$f_b(t) = b \cdot v_b(t); \quad v_b(t) = \frac{1}{b} \cdot f_b(t); \quad (1)$$

$$f_m(t) = m \cdot \frac{dv_m(t)}{dt}; \quad v_m(t) = \frac{1}{m} \cdot \int f_m(t) dt;$$

$$f_k(t) = k \cdot \int v_k(t) dt; \quad v_k(t) = \frac{1}{k} \cdot \frac{df_k(t)}{dt}.$$

В дальнейшем использованы соотношения для элементов электрической цепи, аналогичные соотношениям (1):

$$i_R(t) = \frac{1}{R} \cdot u_R(t); \quad u_R(t) = R \cdot i_R(t); \quad (2)$$

$$i_C(t) = C \cdot \frac{du_C(t)}{dt}; \quad u_C(t) = \frac{1}{C} \cdot \int i_C(t) dt;$$

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \cdot \int u_L(t) dt; \quad u_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt}.$$

В соотношениях (2) продольной переменной является напряжение  $u(t)$ , поперечной переменной – ток  $i(t)$ , а для параметров пассивных двухполюсников используются стандартные обозначения: сопротивление  $R$ , емкость  $C$  и индуктивность  $L$ .

На рис. 2 приведена вибрационная схема замещения этой механической системы, а на рис. 3 показан граф, соответствующий вибрационной схеме замещения.

Для составления уравнений, описывающих состояние элементов этой системы в переходном процессе, можно воспользоваться двумя свойствами графов. Первое свойство заключается в том, что граф не имеет пересечений ветвей и может быть представлен в виде ячеек – контуров, примыкающих друг к другу и полностью покрывающих область графа. Второе свойство заключается в том, что при представлении элементов графа в операторной форме (модифицированный граф) предоставляется возможность сразу формировать уравнения для описания переходного процесса системы.

Правила перехода к обозначениям элементов модифицированного графа в операторной форме получаются из соотношений (1):

$$(b) \rightarrow \frac{1}{b}; \quad (m) \rightarrow \frac{1}{pm}; \quad (k) \rightarrow \frac{p}{k}, \quad (3)$$

где  $p$  – оператор дифференцирования  $\frac{d}{dt}$ ;  $\frac{1}{p}$  – оператор интегрирования  $\int dt$ .

В соотношениях (3) слева в скобках приведено обозначение элемента на графе рис. 3, а после стрелки – обозначение элемента после перехода к операторной форме.

На рис. 4 приведен модифицированный граф механической системы. Направление обхода во всех ячейках принято одинаковым, по часовой стрелке.

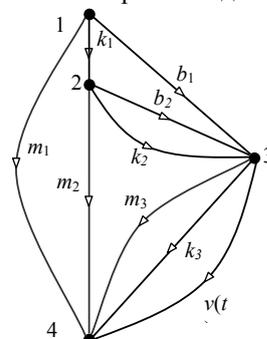


Рис. 3. Граф механической системы

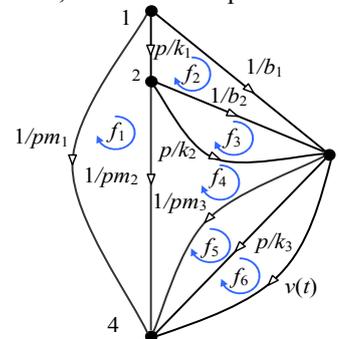


Рис. 4. Модифицированный граф с элементами в операторной форме

### 3. ФОРМАЛИЗАЦИЯ ОПЕРАЦИЙ С ЭЛЕМЕНТАМИ ГРАФА

Одним из серьезных вопросов является применение системы обозначений элементов графа. В данной работе предлагается использовать числовые обозначения:

- для ветвей – номер ветви, входящий в виде индекса компоненты графа;
- для узлов – номер узла, проставляемый в кружочке вблизи узла;
- для контуров – номер контура, проставляемый в части окружности со стрелкой, указывающей направление обхода контура, и располагаемый вблизи центра контура.



одной степенью свободы (векторные величины которой имеют только по одной компоненте). Модифицированный граф электрической схемы приведен на рис. 7. Он отличается от графа вибративной цепи механической системы только обозначениями ветвей. В случае равенства величин компонент этих ветвей, очевидно, система уравнений и решение будут одинаковыми.

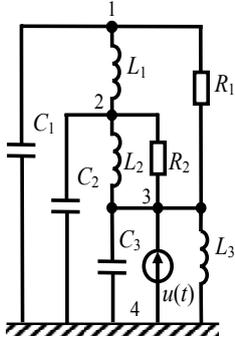


Рис. 6. Эквивалентная электрическая схема

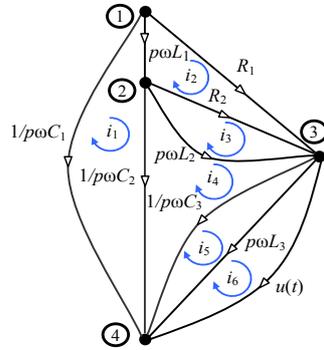


Рис. 7. Модифицированный граф электрической цепи

Математическая модель электрической цепи представляется системой уравнений в операторной форме, формируемых аналогично вибративной цепи механической системы:

$$\begin{pmatrix} \frac{p}{\omega L_1} + \frac{1}{p\omega C_1} + \frac{1}{p\omega C_2} & -\frac{p}{\omega L_1} & 0 & -\frac{1}{p\omega C_2} & 0 & 0 \\ -\frac{p}{\omega L_1} & R_1 + R_2 + \frac{p}{\omega L_1} & -R_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_2 & R_2 + \frac{p}{\omega L_2} & -\frac{p}{\omega L_2} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{p\omega C_2} & 0 & -\frac{p}{\omega L_2} & \frac{p}{\omega L_2} + \frac{1}{p\omega C_2} + \frac{1}{p\omega C_3} & -\frac{1}{p\omega C_3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{p\omega C_3} & \frac{p}{\omega L_3} + \frac{1}{p\omega C_3} & -\frac{p}{\omega L_3} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{p}{\omega L_3} & \frac{p}{\omega L_3} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ i_3(t) \\ i_4(t) \\ i_5(t) \\ i_6(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ u(t) \end{pmatrix} \quad (9)$$

Поскольку в матрицах (8) и (9) элементы равны, получаемые решения полностью совпадают, независимо от метода решения.

## 5. АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЯ КОНТАКТОВ В ПРОЦЕССЕ ВИБРАЦИИ

На основе проведенных исследований предлагается следующий алгоритм определения движения контактов, основанный на методе аналогий с переходными процессами в электрической цепи.

1. Составление кинематической схемы движения контактов электрического аппарата как механической системы с указанием осей и возможных направлений векторов скоростей подвижных элементов.
2. Составление вибративной схемы.
3. Построение графа вибративной схемы.
4. Расчет значений пассивных элементов графа для каждой из пространственных компонент.
5. Составление графа электрической цепи с такими же значениями элементов для одной из компонент искомого вектора.
6. Составление модифицированного графа электрической цепи для расчета переходного процесса на основе операторного представления элементов.
8. Формирование системы уравнений ячеек для графа электрической цепи в операторной форме.
9. Решение системы уравнений для электрической цепи.
10. Обратный переход от электрических параметров к вибративным параметрам.
11. Повторение операций по пп. 5-10 для других пространственных компонент.

## ВЫВОДЫ

1. Приведено теоретическое обоснование метода аналогий переходных процессов в вибративных и электрических цепях. Метод позволяет использовать известные методы расчета электрических цепей для определения скоростей подвижных элементов механической цепи в процессе вибрации.
2. На основе сравнительного анализа графов вибративных, механических и эквивалентных электрических цепей предложен алгоритм определения движения контактов в процессе вибрации.
3. Предложены правила формирования уравнений математической модели механической поступательной системы на основе графа с элементами в операторной форме.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Шевченко С.М. Движение и удары в электрических аппаратах автоматического управления. – М.: Энергия, 1979. – 144 с.
- [2] Справочник по расчету и конструированию контактных частей силовых электрических аппаратов / Н.М. Афанасьев, В.В. Афанасьев, В.В. Борисов и др.: Под ред. В.В. Афанасьева. – Л.: Энергоатомиздат, 1988. – 384 с.
- [3] Лелюк Н.А., Лупиков В.С. Модели контактов электрического аппарата при исследовании вибрации // Вестник Национального технического ун-та "ХПИ". – Харьков: НТУ "ХПИ". – 2007. – №40. – С. 79-87.
- [4] Ильинский Н.Ф., Цаценкин В.К. Приложение теории графов к задачам электромеханики. – М.: Энергия, 1968. – 200 с.
- [5] Яковенко В.Б. Моделирование и расчет вибративных систем / Уч. пособие. – К.: УМК ВО, 1988. – 232 с.
- [6] Сигорский В.П. Математический аппарат инженера. – К.: Техніка, 1975. – 768 с.

Надійшла 03.12.2007

## ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ З НОВОЮ СИСТЕМОЮ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ЗБУДЖЕННЯ

Лущик В.Д., д.т.н., проф.

Донбаський державний технічний університет, кафедра "Електричні машини і апарати"  
Україна, 94204, Алчевськ, пр. Леніна, 16

*Розглянута нова система електромагнітного збудження машин постійного струму. Приводяться дані експериментальних досліджень.*

*Рассмотрена новая система электромагнитного возбуждения машин постоянного тока. Приводятся данные экспериментальных исследований.*

Відомо, що реакція якоря машини постійного струму негативно впливає на її роботу. Реакція якоря створює магнітне поле в повітряному зазорі, що приводить до погіршення потенціальної кривої на колекторі, а також діє розмагнічуючим способом на основний магнітний потік. Для зменшення розмагнічуючого впливу реакції якоря збільшують повітряний зазор, а це приводить до необхідності збільшення МРС основних полюсів, тобто до збільшення витрати міді основних полюсів. МРС додаткових полюсів направлена зустрічно МРС якоря і повинна дещо перевершувати її, тому міді додаткових полюсів витрачається стільки ж, скільки і міді якірної обмотки. В машинах, що працюють при різко змінних навантаженнях, в полюсових накінцниках розміщують компенсаційну обмотку, що конструктивно ускладнює машину і здорожує її виготовлення. Велика кількість міді основних і додаткових полюсів приводить до збільшення втрат електричної енергії і до зменшення коефіцієнту корисної дії.

Відомі машини з повною компенсацією реакції якоря (1). Статор виконують аналогічно статору асинхронної машини, тобто шихтованим із сталевих листів з рівномірно розміщеними по колу пазами. У всіх пазах статора рівномірно розміщують провідники компенсаційної обмотки і обмотки збудження. Компенсаційна обмотка повністю компенсує реакцію якоря, тому повітряний зазор рівномірний і мінімально можливий з умови механічної надійності обертання якоря.

В двигунах (2) також здійснена повна компенсація реакції якоря, але компенсаційна обмотка займає половину пазів кожного полюсного ділення. Обмотка збудження, яка може бути як незалежного, так, так і змішаного збудження, займає іншу половину полюсного ділення. Вісь МРС компенсаційної обмотки співпадає з вісю МРС якірної обмотки і направлена зустрічно. Така ідея реалізована в серіях фірми 1G3, 1H3, 1H4.

Значно більш ефективно несиметричне розміщення компенсаційної обмотки відносно поздовжньої вісі (3, 4). Компенсаційну обмотку розміщують на половині кожного полюсного ділення між поздовжньою та поперечною вісю і вмикають послідовно з якірною обмоткою; напрям струму в компенсаційній обмотці протилежний напрямку струму в поряд розміщених пазах якірної обмотки (рис. 1).

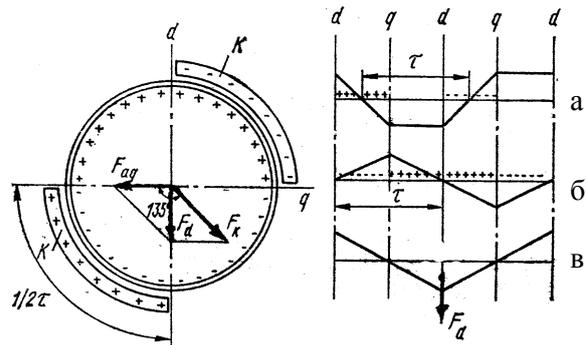


Рис. 1. Двигун послідовного збудження з неявнополюсним статором:

- а – розподілення МРС компенсаційної обмотки;  
б – розподілення МРС якірної обмотки;  
в – розподілення результуючої МРС

Амплітудне значення МРС компенсаційної обмотки

$$F_{km} = A_k \cdot \frac{\tau}{4} = \frac{N_k I_k}{2p} \cdot \frac{\tau}{4} = \frac{N_k I_a}{4p} \quad (1)$$

повинно дорівнювати амплітудному значенню МРС якірної обмотки

$$F_{am} = A_a \cdot \frac{\tau}{2} = \frac{N_a I_a}{2a \cdot 2p} \cdot \frac{\tau}{2} = \frac{N_a I_a}{2a \cdot 2p \cdot 2}, \quad (2)$$

де  $N_k$  - число активних провідників компенсаційної обмотки,  $N_a$  - число активних провідників обмотки якоря.

Середнє значення МРС визначається, використовуючи рис. 1:

$$F_{k\text{ср}} = \frac{\int_0^{\tau} F_k(x) dx}{\tau} = \frac{3}{4} F_{km}, \quad (3)$$

$$F_{a\text{ср}} = \frac{\int_0^{\tau} F_a(x) dx}{\tau} = \frac{1}{2} F_{am}, \quad (4)$$

де  $F_k(x)$ ,  $F_a(x)$  - змінні значення МРС в функції просторової координати  $x$ .

Діюче значення МРС першої гармонічної одного витка компенсаційної обмотки з діаметральним кроком, використовуючи закон повного струму і розклад в ряд Фур'є прямокутної форми кривої МРС витка

$$F'_{k1} = H_{\delta} = \frac{2}{\pi} I_a. \quad (5)$$

Діюче значення МРС першої гармонічної  $w_k/p$  витків однієї пари полюсів компенсаційної обмотки, враховуючи, що  $w_k/p = N_k/2p$  і використовуючи (1),

$$F_{k1} = \frac{2}{\pi} I_a \frac{N_k}{2p} K_{об.к} = \frac{4}{\pi} F_{km} k_{об.к} = \frac{8\sqrt{2}}{\pi^2} F_{km}, \quad (6)$$

де обмотковий коефіцієнт для компенсаційної обмотки

$$K_{об.к} = \frac{\sin \frac{\pi}{4}}{\frac{\pi}{4}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}$$

Діюче значення МРС першої гармонічної одного витка обмотки якоря з діаметральним кроком

$$F'_{a1} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{I_a}{2a}. \quad (7)$$

Діюче значення МРС першої гармонічної  $w_a/p$  витків однієї пари полюсів обмотки якоря, враховуючи, що  $w_a/p = N_a/2p$  і використовуючи формулу (2),

$$F_{a1} = \frac{2}{\pi} \frac{I_a}{2a} \frac{N_a}{2p} K_{об.а} = \frac{4}{\pi} F_{am} k_{об.а} = \frac{8\sqrt{2}}{\pi^2} F_{am}, \quad (8)$$

де обмотковий коефіцієнт для якірної обмотки

$$K_{об.а} = \frac{\sin \left( \frac{\pi}{2} \right)}{\frac{\pi}{2}} = \frac{2}{\pi}$$

Як видно із порівняння формул (6) та (8), перші гармонічні МРС обмоток при рівності амплітудних значень  $F_{km}$  і  $F_{am}$  відрізняються в  $\sqrt{2}$  раз. Вектори МРС  $F_{k1}$  та  $F_{a1}$ , які визначають просторове розміщення обмоток, направлені під кутом  $135^\circ$  (рис. 1). При складанні цих векторів одержуємо вектор результуючої МРС  $F_d$ , який направлений по поздовжній вісі. Розподілення МРС обмоток в повітряному зазорі вздовж кола якоря показано на рис. 1.

В результаті спільної дії МРС обмотки якоря і компенсаційної обмотки створюється рівномірно розподілений вздовж кола якоря основний магнітний потік, направлений по поздовжній вісі  $d$ . Рівномірність основного магнітного потоку виключає можливість появи кругового вогню по колектору.

При виготовленні експериментального зразка двигуна був використаний якір генератора ПН-5,  $P_{2н}=1$  кВт,  $U_n=115$  В,  $n=2930$  об/хв.,  $I_{ан}=8,65$  А,  $2a=2p=2$ ,  $N_a=504$ . Для статора використаний пакет асинхронного двигуна АОЛ2-22-6.

Із умови рівності  $F_{km}$  та  $F_{am}$  (формули (1) і (2))  $N_k = N_a/2 = 252$ . Число пазів статора  $Z_1=24$ . Заповнено провідниками компенсаційної обмотки  $Z_{1к} = Z_1/2 = 12$  пазів. Число провідників в пазу і, отже

число витків в котушці одношарової компенсаційної обмотки

$$w_k = \frac{N_k}{Z_{1к}} = \frac{252}{12} = 21.$$

Враховуючи напівзакритість пазів статора та існуючі потоки розсіювання, приймаємо  $n_k = 6$ . Число котушок  $n_k = 6$ .

Для покращення комутації по поперечній вісі  $q$  розміщено по одній котушці додаткової обмотки з числом витків  $w_d = 12$ , які охоплюють по два зубці статора. Діаметр проводу компенсаційної та додаткової обмоток  $d_{гол}=1,35$  мм.

Опір якірної обмотки  $R_{a75}=1,127$  Ом, опір компенсаційної та додаткової обмоток  $R_k + R_{дод} = 1,73$  Ом. Вага міді всіх обмоток – 2,5 кг. В серійній машині ПН-5 вага міді – 3,6 кг.

Одержані експериментальні дані при номінальному струмі якоря  $I_{ан}=8,65$  А:

підведена напруга  $U_1=196$  В, споживана потужність  $P_1=1695$  Вт, частота обертання  $n=2941$  об/хв., втрати в міді якоря  $p_{ма}=84$  Вт, втрати в міді компенсаційної та додаткової обмоток  $P_{мк} + P_{мд} = 130$  Вт (обмотки якоря, компенсаційна та додаткова ввімкнені послідовно), втрати в сталі і механічні  $P_{ст} + P_{мех} = 260$  Вт, втрати додаткові  $P_{дод} = 8$  Вт, корисна потужність  $P_2=1212$  Вт, ККД = 71,7%.

Як витикає із експериментальних даних, двигун нової конструкції має на 30% менші втрати мідного проводу при більшій на 17% потужності в порівнянні з серійним двигуном з таким же якорем при однаковому струмовому навантаженні якоря. Збільшення потужності відбулось за рахунок збільшення ККД, так як тут втрати в міді додаткових полюсів практично відсутні, а також із-за збільшення основного магнітного потоку, і, отже, із-за кращого використання електромагнітних матеріалів. Основний магнітний потік збільшується за рахунок меншого повітряного зазору ( $\delta=0,3$  мм, замість  $\delta=1$  мм), із-за відсутності розмагнічуючої дії реакції якоря, а також із-за відсутності міжполюсного простору, в якому потік в машинах з явно вираженими полюсами дорівнює нулю.

На московському електромеханічному заводі "Динамо" був виготовлений і досліджений експериментальний двигун на базі троллейбусного двигуна ДК-210А3. На статорі використані пластини заліза асинхронного двигуна з внутрішнім діаметром  $D=280$  мм і зовнішнім  $D=480$  мм. Число пазів на статорі  $Z_1=60$ . Двигун ДК-210А3 з неявнополюсним статором має на 20% меншу витрату мідного проводу і на 10% більшу потужність при безіскровій комутації порівняно з серійним двигуном ДК-210А3. Двигун має підвищену перевагу з точки зору здібності із-за відсутності розмагнічуючого ефекту реакції якоря, а також має розширену зону безіскрової комутації.

Такі ж приблизно характеристики показав і троллейбусний двигун, виготовлений на заводі "Електроважмаш", м. Харків, в 1992 році з використанням їхнього серійного якоря. Однак тодішній спад виробництва не стимулював зацікавленості в модернізації

машин постійного струму.

Тепер така зацікавленість з'явилась. Як показують оптимізаційні електромагнітні розрахунки, більш ефективно не використовувати готовий серійний якір, а виготовляти нове залізо з оптимальною геометрією і з новими обмотковими даними, щоб максимально корисно використати позитивні властивості нової системи електромагнітного збудження.

Так, були проведені оптимізаційні розрахунки сучасного тролейбусного електродвигуна ЕД139АУ2, який має такі дані:  $P_2 = 140$  кВт,  $U = 550$  В,  $I_a = 280$  А,  $n = 1650$ -3540 об/хв.,  $\eta = 91\%$ ,  $M_2 = 810$  Нм,  $2p = 4$ , довжина пакета якоря  $l_6 = 355$  мм, діаметр якоря  $D = 294$  мм, число пазів якоря  $Z_2 = 45$ , паз 8,2x27,2, колекторних пластин  $k = 135$ , обмотка хвильова,  $2a = 2$ , повітряний зазор  $\delta = 2/3,5$  мм, обмотка послідовного збудження,  $R_{20} = 0,0386$  Ом,  $w_k = 20$ , опір обмотки додаткових полюсів  $F_{\text{дод}} = 0,02$  Ом,  $w_k = 19$ , опір обмотки якоря  $R_a = 0,04$  Ом. Регулювання здійснюється шунтуванням обмотки послідовного збудження.

Максимально можлива індукція в повітряному зазорі при навантаженні і при максимальному збудженні досягає всього лише  $B_\delta = 0,64$  Тл. (Магнітний потік вираховується або із ф-ли  $E_a = \frac{pn}{60} \frac{N}{a} \Phi$ , або із

$$\text{ф-ли } M_2 \approx M = \frac{p}{2p} \frac{N}{a} I_a \Phi, \quad n = 1650 \text{ об/хв.}).$$

В двигуні з неявнополюсним статором для регулювання швидкості потрібна обмотка незалежного збудження. Максимальна швидкість досягається без струму збудження за рахунок спільної дії якірної обмотки і компенсаційної обмотки, які створюють МРС  $F_d$ .  $F_d$  повинна бути достатня, щоб при номінальному навантаженні ( $I_a = 280$  А) мати максимальні оберти. Необхідної величини  $F_d$  можна досягти, зменшивши лінійне навантаження обмотки якоря. Для цього замість хвильової обмотки приймаємо петльову,  $2a = 4$ , струм в провідниках якоря зменшується в два рази, відповідно в два рази зменшується поперечний переріз міді, розмір паза стає меншим, паз 6,9x21.

При незмінності зовнішнього діаметру станини ( $D_{\text{ст}} = 500$  мм) діаметр якоря можна збільшити до  $D = 325$  мм, що дозволяє одержувати індукцію в зазорі  $B_\delta = 1,25$  Тл, повітряний зазор  $\delta = 1,7$  мм (при менших значеннях  $\delta$  зменшується максимально необхідна швидкість обертання). Опір обмотки якоря  $R_a = 0,02$  Ом, компенсаційної обмотки  $R_k = 0,02$  Ом. Сумарні втрати в обмотці якоря, в компенсаційній обмотці і в обмотці збудження при максимальному збудженні – 4480 Вт. вага провідникової міді в статорі і в якорі – 45 кг, а з врахуванням додаткової компенсаційної обмотки для реверсу – 50 кг.

В серійній машині сумарні втрати в обмотці якоря, в обмотці головних полюсів і додаткових полюсів – 7730 Вт. Вага провідникової міді в статорі і в якорі – 100 кг.

Коефіцієнт корисної дії неявнополюсної машини на 2-2,5% більший.

## ЛІТЕРАТУРА

1. Пат. №51 – 516 Японія, кл. 55A23, М. кл. H02K 23/22. Машина постійного тока.
2. Заявка № 2628334. ФРГ, М. кл. H02K 1/16. Машина постійного тока.
3. Луцик В.Д. Двигатели постоянного тока с неявнополюсным статором //Электротехника. – 1992. - №8 – 9. С. 14 – 17.
4. Луцик В. Д. Суміщені електричні машини та апарати. – К.: Техніка, 1993. – 203 с. Мова рос.

Надійшла 03.09.2007

## МЕТОДИКА РАСЧЕТА ХАРАКТЕРИСТИК КОМПЕНСИРОВАННОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Мишин В.И., д.т.н., проф., Козырский В.В., д.т.н., проф., Чуенко Р.Н., к.т.н., доц.  
 Национальный аграрный университет  
 Украина, 03041, Киев, ул. Героев обороны 15, НАУ, факультет энергетики и автоматики  
 тел. (044) 527-61-81

*Наведена методика розрахунку характеристик компенсованого асинхронного двигуна з урахуванням зміни під час його роботи опорного кола намагнічування.*

*Изложена методика расчета характеристик компенсированного асинхронного двигателя с учетом изменения во время его работы сопротивления намагничивающего контура.*

Компенсированным называем асинхронный двигатель с внутренней емкостной компенсацией реактивной мощности, которая, в отличие от внешней компенсации, оказывает влияние на физические процессы, характеристики и технико-экономические показатели самого двигателя по сравнению с его базовым серийным прототипом.

Принцип внутренней емкостной компенсации основан на разделении фазы обмотки статора асинхронного двигателя на две части, одна из которых при последовательном соединении шунтируется конденсатором [3], а при параллельном исходном положении они включаются по автотрансформаторной схеме на электрическую емкость (рис. 1, а, б) [3, 4]. В обоих случаях на емкостях имеет место фиксированное рабочее напряжение, чем обеспечивается эффективное использование конденсаторов, исключаются нежелательные резонансные явления и влияние на гармонический спектр кривых тока, напряжения.

При этом базовая схема обмотки статора остается неизменной. В общем случае обмотка может быть разделена на любое число различных частей с компенсацией реактивной мощности в отдельных частях, но из условий технологической простоты ее удобно разделить на две части без изменения основной схемы. За счет емкости в цепи одной из полуобмоток статора происходит фазовый сдвиг  $\alpha$  их токов во времени и, соответственно, пространственный сдвиг волн магнитодвижущих сил (МДС), создаваемых полуобмотками. Для пространственного совмещения волн МДС, обеспечивающего минимум реактивного намагничивающего тока, необходимо пространственно сместить между собой полуобмотки на угол  $\theta$  так, чтобы соблюдалось условие  $\alpha + \theta = 0$  [3, 4].

При  $\cos\varphi_n = 0,8-0,9$  ряда базовых асинхронных двигателей наиболее благоприятный режим работы компенсированных асинхронных машин имеет место при  $\alpha = \pm 30^\circ$ ,  $\theta = \mp 30^\circ$ .

Технологически просто этого можно достичь, не изменяя схему базовой обмотки статора, разделив ее  $60^\circ$ -ю фазную зону на две равные части с пространственным сдвигом между ними  $\theta = 30^\circ$ .

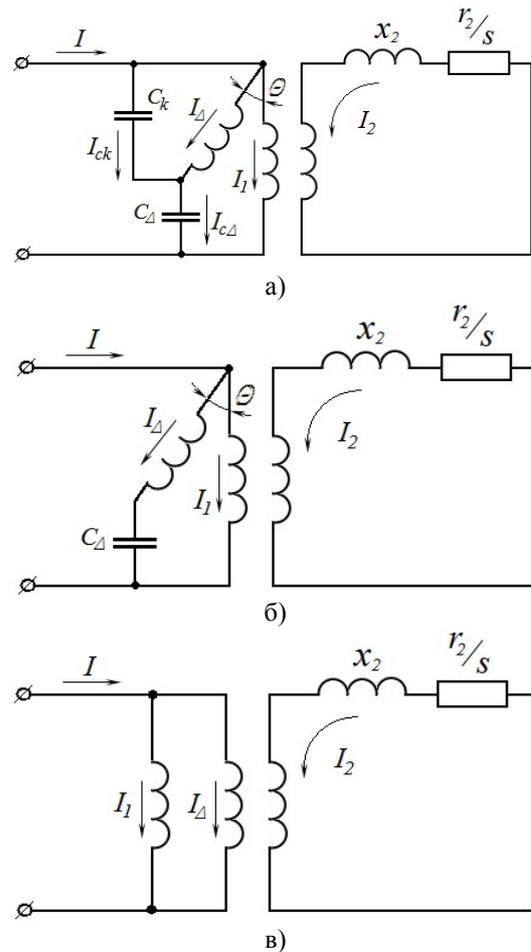


Рис. 1. Принципиальные электрические схемы асинхронного двигателя с внутренней емкостной компенсацией реактивной мощности:  
 а – ОКАД, б – КАД, в - АД

В обобщенном компенсированном двигателе (ОКАД) (рис. 1,а) сочетаются два вида внутренней емкостной компенсации: с помощью емкости  $C_\Delta$  на выходе автотрансформатора и шунтирование емкостью  $C_k$  вторичной обмотки автотрансформатора. Такое сочетание емкостей дает возможность оказывать максимальное воздействие на двигатель и может считаться обобщенным.

При этом обе полуобмотки статора ОКАД являются энергонесущими, но одна из них (с емкостью)

становится еще и компенсационной по реактивной мощности. Электромагнитная связь ее тока с другими обмотками двигателя (токами статора и ротора) приводит к перераспределению мощностей между ними, повышению  $\cos\phi$  от естественного до 1 и даже с переходом в емкостную сторону, изменению пусковых и рабочих токов и моментов, уменьшению потерь электроэнергии.

Сущность методики расчета характеристик компенсированных асинхронных двигателей заключается в составлении уравнений электрического равновесия напряжений цепей статора и ротора, число которых равно числу независимых контуров.

Составление уравнений электрического равновесия цепей статора и ротора начинаем с рассмотрения ОКАД (рис. 1,а). При этом, учитывая сопротивления рассеяния между параллельными ветвями одной фазы  $x_1 \cos\theta$ , получаем систему уравнений:

$$\begin{aligned} \dot{U} &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1 + jx_1 \dot{I}_\Delta \cos\theta, \\ \dot{U} &= -\dot{E}_\Delta + \dot{I}_\Delta Z_\Delta + jx_1 \dot{I}_1 \cos\theta + \dot{U}_{c\Delta}, \\ \dot{U}_\Delta &= -\dot{E}_\Delta + \dot{I}_\Delta Z_\Delta + jx_1 \dot{I}_1 \cos\theta = -jx_{ck} \dot{I}_{ck}, \\ 0 &= -\dot{E}_2 = \dot{I}_2 \left( \frac{r_2}{s} + jx_2 \right), \end{aligned} \quad (1)$$

где ЭДС первичной и вторичной цепей:

$$\dot{E}_1 = \dot{E}_2 = -jx_m (\dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \dot{I}_\Delta e^{-j\theta}) = -jx_m \dot{I}_0;$$

ЭДС компенсационной обмотки:

$$\dot{E}_\Delta = \dot{E}_1 e^{j\theta} = -jx_m \left[ (\dot{I}_1 + \dot{I}_2) e^{j\theta} + \dot{I}_\Delta \right];$$

напряжение на конденсаторе  $C_\Delta$  и его ток:

$$\dot{U}_{c\Delta} = \dot{U} - \dot{U}_\Delta \approx \dot{E}_\Delta - \dot{E}_1 = -jx_{c\Delta} \dot{I}_{c\Delta}, \quad \dot{I}_{c\Delta} = \dot{I}_\Delta + \dot{I}_{ck}.$$

Выражаем токи  $\dot{I}_2$  и  $\dot{I}_{ck}$  из уравнений системы

(1):

$$\begin{aligned} \dot{I}_2 &= \frac{\dot{E}_2}{\frac{r_2}{s} + jx_2} = -j \frac{x_m}{Z_{2m}} (\dot{I}_1 + \dot{I}_\Delta e^{-j\theta}); \\ \dot{I}_{ck} &= \frac{\dot{I}_1 (jZ_s e^{j\theta} - x_1 \cos\theta) + j\dot{I}_\Delta (Z_1 + Z_s)}{x_{ck}}, \end{aligned} \quad (2)$$

$$\text{где} \quad Z_{2m} = \frac{r_2}{s} + jx_2 + jx_m, \quad Z_s = jx_m \frac{Z_2}{Z_{2m}}. \quad (3)$$

Число уравнений сводится до двух:

$$\begin{aligned} \dot{U} &= \dot{I}_1 (Z_1 + Z_s) + \dot{I}_\Delta (jx_1 \cos\theta + Z_s e^{-j\theta}) \\ \dot{U} &= \dot{I}_1 (jx_1 \cos\theta + Z_s e^{-j\theta}) \left( 1 + \frac{x_{c\Delta}}{x_{ck}} \right) + \\ &+ \dot{I}_\Delta \left[ (Z_1 + Z_s) \left( 1 + \frac{x_{c\Delta}}{x_{ck}} \right) - jx_{c\Delta} \right] \end{aligned} \quad (4)$$

$$\text{или} \quad a\dot{U} = b\dot{I}_1 + c\dot{I}_\Delta, \quad d\dot{U} = e\dot{I}_1 + f\dot{I}_\Delta. \quad (5)$$

Выражения для коэффициентов системы (5) имеют вид

$$a = d = 1, \quad b = Z_1 + Z_s, \quad c = jx_1 \cos\theta + Z_s e^{-j\theta};$$

$$e = \left( jx_1 \cos\theta + Z_s e^{j\theta} \right) \cdot \left( 1 + \frac{x_{c\Delta}}{x_{ck}} \right);$$

$$f = (Z_1 + Z_s) \cdot \left( 1 + \frac{x_{c\Delta}}{x_{ck}} \right) - jx_{c\Delta};$$

Отсюда выражения для токов  $\dot{I}_1$  и  $\dot{I}_\Delta$ :

$$\dot{I}_1 = \gamma \dot{U}; \quad \dot{I}_\Delta = \Delta \dot{U}, \quad (6)$$

$$\text{где} \quad \gamma = \frac{af - cd}{bf - ce}, \quad \Delta = \frac{bd - ae}{bf - ce}.$$

После определения токов  $\dot{I}_1$  и  $\dot{I}_\Delta$  находим токи  $\dot{I}_2$ ,  $\dot{I}_{ck}$ ,  $\dot{I}_\Delta$  и общий ток двигателя  $\dot{I} = \dot{I}_1 + \dot{I}_\Delta + \dot{I}_{ck}$ .

Даже при постоянном напряжении источника питания двигателя с изменением скольжения изменяются его токи и падения напряжения, что приводит к изменению ЭДС обмоток. Приняв за расчетную величину ЭДС основной обмотки ОКАД  $\dot{E}_1 = \dot{E}_2$  и нелинейную зависимость ее от сопротивления  $x_m$  (главного реактивного сопротивления) намагничивающего контура, которая в соответствии с кривой намагничивания асинхронного двигателя выражается как  $E_1 = f(x_m)$ , из расчетных уравнений можно определить и другую функциональную зависимость между ними. Для этого уравнения системы (1) сводятся к ее первым двум уравнениям, где токи  $\dot{I}_1$  и  $\dot{I}_\Delta$  выражаются через напряжение  $\dot{U}$  и ЭДС  $\dot{E}_1$ . При этом  $\dot{E}_1$  не раскрывается через совокупность токов, а принимается как самостоятельный аргумент системы, зависящий от нагрузки и напряжения  $\dot{U}$ .

Использование непосредственно кривой намагничивания как зависимости ЭДС  $E$  ферромагнитного устройства от намагничивающего тока  $I_0$  (рис. 2,а) несколько затруднено необходимостью предварительного определения сопротивления  $x_m$  намагничивающего контура, равного  $x_m = \frac{E}{I_0}$ . Затем из совокупности графиков зависимостей  $E = f(I_0)$  и  $x_m = \varphi(I_0)$  по определенному значению  $I_0$  находят соответствующую ему величину ЭДС при одинаковых токах  $I_0$  для  $E$  и  $x_m$ .

Задача определения ЭДС по известному значению  $x_m$  без участия намагничивающего тока  $I_0$  упрощается при наличии непосредственной зависимости  $E = f(x_m)$ . Так при использовании данных типовой кривой намагничивания асинхронных двигателей серий 4А и АИР мощностью 0,55-11 кВт [2], построена кривая  $E = f(x_m)$  (рис. 2,б). Наличие ряда линейных участков в данной кривой дает возможность относительно просто использовать кусочно-линейную аппроксимацию типа  $E = a_x + b_x x_m$  в определенных диапазонах изменения  $E$  и  $x_m$ .

Выразив из третьего уравнения системы (1) ток  $\dot{I}_{ck}$

$$\dot{I}_{ck} = - \frac{j\dot{E}_1 e^{j\theta} + j\dot{I}_\Delta Z_1 - \dot{I}_1 x_1 \cos\theta}{x_{ck}}$$

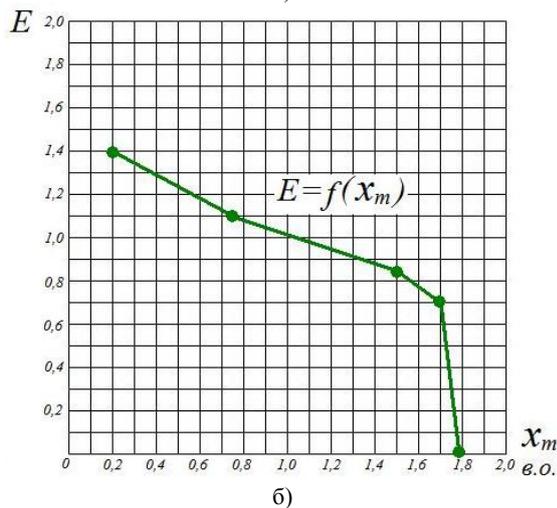
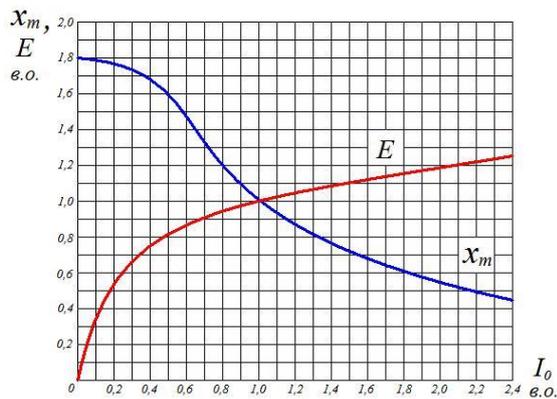


Рис. 2. Графики зависимостей ЭДС двигателя от намагничивающего тока и сопротивления намагничивающего контура

и подставив его в выражение тока  $\dot{I}_{c\Delta} = \dot{I}_{\Delta} + \dot{I}_{ck}$  второго выражения при  $\dot{U}_{c\Delta} = -jx_{c\Delta}\dot{I}_{c\Delta}$ , получаем:

$$\dot{U} = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1 + j\dot{I}_{\Delta} x_1 \cos \theta$$

$$\dot{U} = \left(1 + \frac{x_{c\Delta}}{x_{ck}}\right) \left(-\dot{E}_1 e^{j\theta} + j\dot{I}_1 x_1 \cos \theta + \dot{I}_{\Delta} Z_1\right) - j\dot{I}_{\Delta} x_{c\Delta}, \quad (7)$$

что при  $\dot{I}_1 = \frac{1}{Z_1} (\dot{U} + \dot{E}_1 - j\dot{I}_{\Delta} x_1 \cos \theta)$  и  $k_c = 1 + \frac{x_{c\Delta}}{x_{ck}}$

приводит к следующему выражению:

$$\dot{I}_{\Delta} = \frac{\dot{U} \left( \frac{Z_1}{k_c} - jx_1 \cos \theta \right) + \dot{E}_1 \left( Z_1 e^{j\theta} - jx_1 \cos \theta \right)}{Z_1^2 + x_1^2 \cos^2 \theta - jx_{c\Delta} \frac{Z_1}{k_c}}. \quad (8)$$

или

$$\dot{I}_{\Delta} = a_{\Delta} \dot{U} + b_{\Delta} \dot{E}_1,$$

где

$$a_{\Delta} = \frac{\frac{Z_1}{k_c} - jx_1 \cos \theta}{Z_1^2 + x_1^2 \cos^2 \theta - jx_{c\Delta} \frac{Z_1}{k_c}},$$

$$b_{\Delta} = \frac{Z_1 e^{j\theta} - jx_1 \cos \theta}{Z_1^2 + x_1^2 \cos^2 \theta - jx_{c\Delta} \frac{Z_1}{k_c}}$$

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U} - \dot{E}_1}{Z_1} - j \frac{x_1}{Z_1} \cos \theta (a_{\Delta} \dot{U} + b_{\Delta} \dot{E}_1) = c_1 \dot{U} + d_1 \dot{E}_1,$$

$$\text{где } c_1 = \frac{1 - ja_{\Delta} x_1 \cos \theta}{Z_1}, \quad d_1 = \frac{1 - jb_{\Delta} x_1 \cos \theta}{Z_1}.$$

Токи  $\dot{I}_1$  и  $\dot{I}_{\Delta}$ , найденные по формулам (6) и (8) в общем виде должны быть соответственно одинаковы, т.е. выражения

$$\gamma \dot{U} = c_1 \dot{U} + d_1 \dot{E}_1 \quad (9)$$

$$\Delta \dot{U} = a_{\Delta} \dot{U} + b_{\Delta} \dot{E}_1$$

должны удовлетворять необходимым значениям  $\dot{U}$  и  $\dot{E}_1$ . Выражая из кривой намагничивания на определенном линейном участке ЭДС  $E_1 = a_x + b_x x_m$  и подставляя комплекс  $\dot{E}_1$  равный модулю  $E_1 = \dot{E}_1$  из системы (9), можно найти  $x_m$  и  $\dot{U}$ , соответствующие данному режиму работы асинхронного двигателя.

В случае необходимости рассчитать характеристики более простых модификаций ОКАД – компенсированного (КАД) (рис. 1,б) или базового асинхронного двигателя с двумя параллельными ветвями (АД) (рис. 1, в) следует задать соответствующие значения емкостных сопротивлений  $x_{c\Delta}$  и  $x_{ck}$ : для КАД –  $x_{c\Delta} = \text{var}$ ,  $x_{ck} = \infty$ , а для АД –  $x_{c\Delta} = \theta$ ,  $x_{ck} = \infty$ .

По результатам расчетов строят и анализируют необходимые характеристики двигателя, причем для базового АД расчеты проводят при номинальном напряжении и заданном отклонении от него, а для КАД, кроме того, при изменении в заданном диапазоне емкостных сопротивлений  $x_{c\Delta}$  и  $x_{ck}$ , а также величины и знака угла  $\theta = 0, \pm 30^\circ, \dots$ .

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Вольдек А.И. Электрические машины. – Л.: Энергия, 1974. – 840 с.
2. Асинхронные двигатели серии 4А. Справочник / А.Э. Кравчик, М.М. Шлаф и др. / – М.: Энергоиздат, 1982, – 504 с.
3. Мишин В.И., Лут Н.Т. Асинхронные электродвигатели с улучшенными энергетическими и пускорегулируемыми характеристиками. Вісник НТУ "ХПИ". – Харків: НТУ "ХПИ". – 2001. – №17. – С. 110-112.
4. Мішин В.І., Кафтан Б.М. Спосіб поліпшення пускорегулювальних характеристик асинхронного двигуна. Електрифікація та автоматизація с.г. – 2003. – №1. – С. 31-35.

Поступила 03.09.2007

## ЧИСЛОВО-АНАЛІТИЧНИЙ МЕТОД РОЗРАХУНКУ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ

Мороз В.І., к.т.н., доц., Харчишин Б.М., к.т.н.

Національний університет "Львівська політехніка"

Україна, 79013, Львів, вул. Ст. Бандери, 12, НУ "Львівська політехніка", СКБ електромеханічних систем,  
тел./факс (032)-261-41-44, E-mail: vmoroz@polynet.lviv.ua.

*У статті запропоновано числово-аналітичний метод розрахунку перехідних процесів у електромеханічних системах, який ґрунтується на апроксимації інтегралу згортки з ненульовими початковими умовами. Переваги методу продемонстровані на комп'ютерній моделі процесу пуску безконтактного двигуна постійного струму.*

*В статье предложен численно-аналитический метод расчета переходных процессов в электромеханических системах, основанный на аппроксимации интеграла свёртки с ненулевыми начальными условиями. Преимущества метода продемонстрированы на компьютерной модели процесса пуска бесконтактного двигателя постоянного тока.*

### ВСТУП

Розвиток комп'ютерних методів розрахунку електромеханічних систем зумовлений двома складовими:

- розвитком власне комп'ютерної техніки – "заліза" (*hardware*) – потужністю процесора, обсягом і швидкістю пам'яті тощо;
- вдосконаленням програмного забезпечення (*software*).

Досить подивитися у комп'ютерні журнали п'ятирічної давності, щоб переконатися у справедливості цього твердження. Проте прогрес не такий відчутний у програмному забезпеченні, яке використовується для розрахунків перехідних процесів в електромеханічних системах – зовнішньо програми змінилися, але їхня суть лишилася практично такою ж. Далі продовжують використовуватися для розв'язування звичайних диференціальних рівнянь методи Адамса (опубліковані в середині XIX ст.), методи Рунге-Кутта (опубліковані в самому кінці XIX ст.), а також сучасніші числові методи 70-их рр. минулого століття [1], [2].

Іншою причиною, що змушує шукати альтернативу числовим методам у комп'ютерному дослідженні динаміки електромеханічних систем, є принципова непридатність класичних числових методів до аналізу сучасних розробок. Це пов'язано з тим, що у більшості сучасних електромеханічних систем наявні імпульсні елементи (релейні регулятори струму, силові частини за принципом широтно-імпульсного перетворення тощо), які описуються розривними функціями. У той же час класичні числові методи описують розв'язок обмеженим розкладом у ряд Тейлора, що існує лише для неперервних диференційованих функцій.

Як альтернатива, пропонується застосування числово-аналітичних методів, які позбавлені недоліків традиційних.

### ОСНОВНИЙ ТЕКСТ СТАТТІ

Розглянемо опис електромеханічної системи у формі системи диференціальних рівнянь першого порядку

$$\begin{cases} T_1 \frac{dy_1}{dt} + y_1 = f_1(x_1, \dots, x_m, y_1, \dots, y_n); \\ \vdots \\ T_n \frac{dy_n}{dt} + y_n = f_n(x_1, \dots, x_m, y_1, \dots, y_n), \end{cases} \quad (1)$$

де  $T_1, \dots, T_n$  – власні сталі часу електромеханічної системи;  $y_1, \dots, y_n$  – проміжні координати стану електромеханічної системи;  $x_1, \dots, x_m$  – зовнішні збурення електромеханічної системи.

У такому випадку кожна з проміжних координат визначатиметься інтегралом згортки (в електротехніці відомий у формі інтегралу Дюамеля) для нульових початкових умов:

$$\begin{cases} y_1(t) = \int_0^t w_1(t-\tau) \cdot f_1(x_1, \dots, x_m, y_1, \dots, y_n, \tau) d\tau; \\ \vdots \\ y_n(t) = \int_0^t w_n(t-\tau) \cdot f_n(x_1, \dots, x_m, y_1, \dots, y_n, \tau) d\tau, \end{cases} \quad (2)$$

де  $w_1, \dots, w_n$  – імпульсні перехідні функції, які визначаються відповідними диференціальними рівняннями.

Нагадаємо, що імпульсною перехідною функцією системи є її реакція на  $\delta$ -імпульс Дірака, для якого

$$\delta(t) = \begin{cases} \infty & \text{для } t=0; \\ 0 & \text{для } t \neq 0 \end{cases}, \text{ причому } \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1.$$

Звичайному диференціальному рівнянню першого порядку  $T \cdot y' + y = f(t)$  відповідає імпульсна пере-

хідна характеристика  $\frac{1}{T} e^{-\frac{t}{T}}$ , яка легко знаходиться

за допомогою прямого та зворотного перетворень Лапласа [3]. У цьому випадку система (2) зводиться до:

$$\begin{cases} y_1(t) = \frac{1}{T_1} \int_0^t e^{-\frac{t-\tau}{T_1}} \cdot f_1(x_1, \dots, x_m, y_1, \dots, y_n, \tau) d\tau; \\ \vdots \\ y_n(t) = \frac{1}{T_n} \int_0^t e^{-\frac{t-\tau}{T_n}} \cdot f_n(x_1, \dots, x_m, y_1, \dots, y_n, \tau) d\tau. \end{cases} \quad (3)$$

За наявності ненульових початкових умов система (3) доповнюється відповідними складовими проміжних координат:

$$\left\{ \begin{array}{l} y_1(t) = y_{10} e^{-\frac{t}{T_1}} + \\ \quad + \frac{1}{T_1} \int_0^t e^{-\frac{t-\tau}{T_1}} f_1(x_1, \dots, x_m, y_1, \dots, y_n, \tau) d\tau; \\ \quad \vdots \\ y_n(t) = y_{n0} e^{-\frac{t}{T_n}} + \\ \quad + \frac{1}{T_n} \int_0^t e^{-\frac{t-\tau}{T_n}} f_n(x_1, \dots, x_m, y_1, \dots, y_n, \tau) d\tau. \end{array} \right. \quad (4)$$

Спростити вирази в (4) можна шляхом заміни доволі складних функцій  $f_1, \dots, f_n$  їхніми поліноміальними апроксимаціями, порядок яких визначається необхідною точністю. Не вдаючись у деталі, які виходять за рамки даної статті, з точки зору компромісу між простотою отриманих виразів і точністю, достатньою буде заміна функцій  $f_1, \dots, f_n$  їхніми апроксимаціями за допомогою поліномів першого порядку. Тоді на проміжку  $t_i \leq t < t_{i+1}$  кожна функція апроксимуватиметься лінійною залежністю

$$\hat{f}(t) = \frac{f_{i+1} - f_i}{t_{i+1} - t_i} \cdot t + f_i,$$

де  $f_i, f_{i+1}$  – значення функції відповідно в точках  $t_i$  і  $t_{i+1}$ .

Отриманий вираз підставляємо у (4), після чого для проміжку  $t_i \leq t < t_{i+1}$  матимемо

$$\left\{ \begin{array}{l} y_1(t) = y_{10} e^{-\frac{t}{T_1}} + \\ \quad + \frac{1}{T_1} \int_0^t e^{-\frac{t-\tau}{T_1}} \cdot \left( \frac{f_{i+1} - f_i}{t_{i+1} - t_i} \cdot \tau + f_i \right) d\tau; \\ \quad \vdots \\ y_n(t) = y_{n0} e^{-\frac{t}{T_n}} + \\ \quad + \frac{1}{T_n} \int_0^t e^{-\frac{t-\tau}{T_n}} \cdot \left( \frac{f_{n+1} - f_n}{t_{i+1} - t_i} \cdot \tau + f_{n_i} \right) d\tau. \end{array} \right. \quad (5)$$

де  $f_{1_i}, \dots, f_{n_i}$  – значення відповідних функцій в моменти часу  $t_i$ ;  $f_{i+1}, \dots, f_{n_{i+1}}$  – значення відповідних функцій в моменти часу  $t_{i+1}$ .

Позначивши  $t_{i+1} - t_i = h$  і прийнявши  $t_i = 0$ , після аналітичного інтегрування отримуємо розв'язок системи диференціальних рівнянь (1) у вигляді системи рекурентних рівнянь

$$\left\{ \begin{array}{l} y_{1_{i+1}} = y_{1_i} e^{-\frac{h}{T_1}} + f_{1_{i+1}} - f_{1_i} e^{-\frac{h}{T_1}} - \\ \quad - \frac{T_1}{h} \cdot (f_{1_{i+1}} - f_{1_i}) \cdot \left( 1 - e^{-\frac{h}{T_1}} \right); \\ \quad \vdots \\ y_{n_{i+1}} = y_{n_i} e^{-\frac{h}{T_n}} + f_{n_{i+1}} - f_{n_i} e^{-\frac{h}{T_n}} - \\ \quad - \frac{T_n}{h} \cdot (f_{n_{i+1}} - f_{n_i}) \cdot \left( 1 - e^{-\frac{h}{T_n}} \right). \end{array} \right. \quad (6)$$

Одержані таким чином рекурентні рівняння є стійкими для будь-якого кроку розв'язування, оскільки отримані шляхом аналітичних перетворень і мають властивість сильної стійкості (строге математичне доведення цієї властивості виходить за рамки статті). Вибір кроку інтегрування системи (1) за допомогою системи рекурентних рівнянь (6) визначається вже не умовами стійкості числового методу, а необхідним рівнем точності та деталізації досліджуваного процесу.

#### ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ

Використання запропонованого підходу показано на прикладі розрахунку динаміки безконтактного двигуна постійного струму в режимі пуску. Математичний опис електромагнітних процесів у такому двигуні міститься в [4].

Для аналізу використано модель розробленого в СКБ ЕМС моментного безконтактного двигуна ДБМ 160-2 малогабаритної квантово-оптичної системи з параметрами:

кількість пар полюсів	$- p = 16;$
активний опір фазної обмотки	$- R = 20,5 \text{ Ом};$
індуктивність фазної обмотки	$- L = 0,043 \text{ Гн};$
електромагнітна стала часу	$- T = 2,1 \text{ мс};$
амплітуда сталої за моментом на фазу	$- C_m = 2,66 \text{ Гм/А};$
фазна амплітудна напруга	$- U = 24 \text{ В};$
максимальна кутова швидкість	$- \omega_{\max} = 0,53 \text{ рад/с}.$

Як середовище для експериментальної перевірки використано математичний пакет MathCAD, в якому реалізовано у вигляді стандартних функцій методи Рунге-Кутта четвертого порядку (варіанти з постійним та адаптивним кроком розв'язування) та методи Адамса (лише в останній, 14-ій версії MathCAD). Для визначення часу обчислень використовувалася стандартна функція таймера, що наявна у програмі.

Результати розрахунку на моделі перехідних процесів пуску безконтактного двигуна показано на рис. 1 (струми фаз і кутова швидкість) і рис. 2 (проміжна координата – електромагнітний момент). При цьому на рис. 2 показано результати обчислень двома способами – класичними числовими методами і запропонованим числово-аналітичним способом.

Середньоквадратична похибка для струмів фаз моделі при кроці, що дорівнював електромагнітний сталій часу обмоток (2 мс), не перевищувала для числово-аналітичного методу 0,18%. Час розрахунку при

однаковому кроці приблизно в 3 рази менший для пропонованого методу порівняно зі стандартною функцією числового методу.

Для значень кроку розв'язування, які перевищують у декілька разів електромагнітні сталі часу обмоток двигуна, стандартна функція на базі методу Рунге-Кутта вже дає безглузді результати або розв'язок стає нестійким. У той же час, розрахунки з використанням пропонованого методу дають цілком вірогідний результат, що незначно відрізняється від отриманого при малому кроці.

## ВИСНОВКИ

Застосування числово-аналітичного підходу дає змогу отримати низку переваг у комп'ютерному моделюванні електромеханічних систем:

- розв'язок існує за наявності розривних функцій у проміжних координатах стану системи;
- вирішена проблема числової стійкості;
- вища швидкодія.

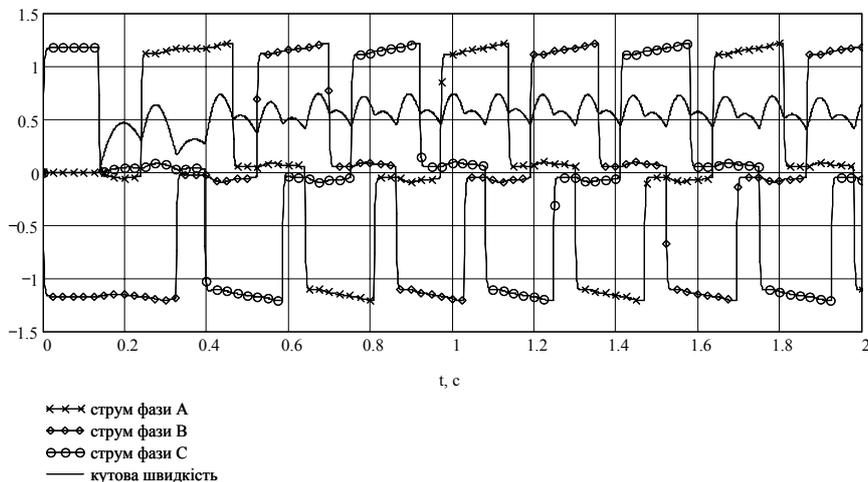


Рис. 1. Струми фаз двигуна і кутова швидкість

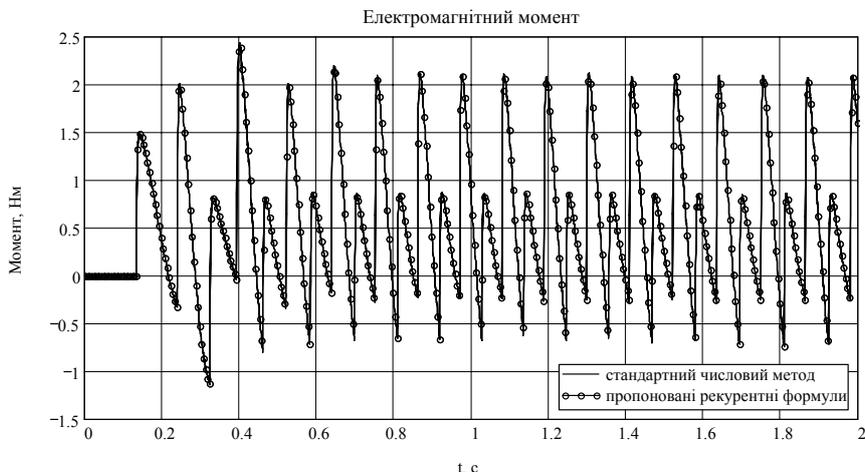


Рис. 2. Значення електромагнітного моменту, розраховані двома способами

## ЛІТЕРАТУРА

- [1] The MathWorks, Inc. Numerical Computing with MATLAB. – 2004. – <http://www.mathworks.com/moler>.
- [2] Netlib Repository (a collection of mathematical software, papers and databases). – 2007. – <http://www.netlib.org/ode/>.
- [3] Макаров И.М., Менский Б.М. Линейный автоматические системы (элементы теории, методы расчета и справочный материал). – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Машиностроение, 1982. – 504 с.
- [4] Kenjo T., Kikuchi T., Kubo M. Developing Educational Software for Mechatronics Simulation, 2001. – <http://www.ewh.ieee.org/soc/es/May2001/BEGIN.HTM>.

Надійшла 28.08.2007

## СОВРЕМЕННЫЕ ТЕНДЕНЦИИ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Пуйло Г.В., д.т.н., проф., Кузьменко И.С., Тонгалюк В.В.  
Одесский национальный политехнический университет  
Украина, 65044, Одесса, пр. Шевченко, 1, ИЭЭ, кафедра "Электрические машины",  
E-mail: puilo@ukr.net, ricowriter@gmail.com

*Розглянуті тенденції розвитку інноваційних засобів та технічних рішень удосконалення розподільчих трансформаторів.*

*Рассмотрены тенденции развития инновационных средств и технических решений совершенствования распределительных трансформаторов.*

Проблема совершенствования силовых распределительных трансформаторов с каждым годом становится все более актуальной во всем мире, поскольку их доля в структуре систем электроснабжения наиболее значительна.

Особое значение эта проблема имеет для Украины в связи с необходимостью технического переоснащения распределительных электросетей и ввода до 2010 г. в эксплуатацию около 70 млн кВА трансформаторных мощностей и около 300 тыс. км воздушных линий электропередач [10].

По данным [29] потери электрической энергии в распределительных сетях Украины в 2001 г. составили до 20% от всей отпущенной с шин электростанций, тогда как в Германии эти потери составили всего около 5%. Значительную долю этих потерь составляют потери в распределительных трансформаторах классов напряжения 6-35 кВ.

Важнейшей проблемой в связи с превышением нормативных сроков эксплуатации основного парка распределительных трансформаторов является также проблема продления их надежной работы до 50-60 лет при обеспечении приемлемого уровня надежности и, по возможности, снижения уровня потерь.

Решение этой проблемы актуально не только для Украины, но и для всех развитых стран мира (в России около 30% силовых трансформаторов отработали более 25 лет, а в США (1997 г.) таких трансформаторов около 65%), поэтому она становится одним из важных направлений развития мировой энергетики.

При этом приходится учитывать, что в современных условиях рыночной конкуренции и мониторинга окружающей среды к трансформаторам, как новейших конструктивных исполнений, так и к модифицируемым, существенно повысились требования по энерго- и ресурсосбережению, пожаро- и взрывобезопасности, экологичности, конкурентоспособности.

Необходимый уровень парка силовых распределительных трансформаторов обеспечивается двумя путями:

- выпуском новых серий трансформаторов, как традиционных конструктивных исполнений, так и с использованием инновационных электротехнических материалов и технических решений.

- за счет ремонта и модернизации трансформаторов, которые, как правило, уже отработали нормативный срок эксплуатации. Причем их модернизация может быть выполнена с перепроектированием на основе новейших электротехнических материалов и технических решений с увеличением нормативного срока эксплуатации и мощности.

Ведущими трансформаторостроительными фирмами и научно-исследовательскими электротехническими организациями мира, в том числе Украины и стран СНГ разработан обширный арсенал электро-

технических материалов, технологических процессов, технических решений, конструктивных исполнений для распределительных трансформаторов, которые могут быть использованы и уже используются для совершенствования как модернизируемых трансформаторов, так и в трансформаторах новых конструктивных исполнений.

Причем эти инновации относятся ко всем компонентам трансформаторного устройства, начиная от магнитной системы и заканчивая системами мониторинга [26] и шумоподавления.

Для решения вопросов целесообразности и обоснования использования тех или иных новых технических решений и технологических процессов необходим анализ и сопоставление перспективных тенденций развития современных распределительных трансформаторов.

Анализ основных показателей новых технических решений и новых конструктивных исполнений распределительных трансформаторов показал, что их совершенствование идет по направлениям снижения потерь, расхода электротехнических материалов, повышения надежности и экологичности.

В трансформаторах основные потери возникают в стали магнитной системы (потери холостого хода) и в обмотках (потери короткого замыкания).

Прогресс электротехнических сталей в последние годы обусловлен развитием двух направлений в технологии их производства [11, 21, 25].

Первое, традиционное направление, основано на выплавке сплава, горячей прокатке с последующей холодной деформацией (холодной прокаткой) и термической обработкой на конечной стадии изготовления.

Второе направление основывается на получении быстрозакаленной ленты путем разлива расплава на поверхность валика-холодильника, который вращается с большой скоростью. Развитие этих направлений привело к получению новых типов электротехнической стали с высокой магнитной индукцией и малыми потерями и ускорило совершенствование сталей на основе традиционных сплавов Fe-Si.

Для магнитных систем распределительных трансформаторов основной остается анизотропная электротехническая сталь (АЭС). Характеристики этой стали в последнее время существенно улучшены за счет совершенствования ее кристаллографической текстуры ребровой ориентации, уровень которого определяется требованиями потребителей и величиной рабочей продукции. Свойства этой стали зависят также от размеров кристаллов. При низких рабочих индукциях целесообразно использовать сталь с мелким зерном, при высоких индукциях – с крупным, поскольку в такой стали значительна доля потерь от вихревых токов из-за преобладания широких доменов. Для искусственного уменьшения размеров доме-

нов на поверхность листов наносятся царапины поперек направления прокатки, возле которых формируются замыкающие домены, создаются искусственные барьеры. Эти барьеры формируются обычно лазерной обработкой [5, 26]. Потери в АЭС снижают также за счет улучшения качества поверхности листов и уменьшения их толщины до 0,23-0,27 мм. Применение всех этих мероприятий позволяет получить уровень магнитных потерь при индукции 1,7 Тл и частоте 50 Гц  $P_{1,7/50} = 0,4$  Вт/кг.

Лучшие марки сталей с высокой магнитной проницаемостью имеют удельные потери 0,8-0,85 Вт/кг. Разработанные в Японии АЭС типа Ni-V широко применяются в мировом трансформаторостроении и при толщине 0,23мм имеют удельные потери 0,75 Вт/кг.

Для наилучшего использования свойств АЭС конструкции магнитных систем должны обеспечивать протекание основного магнитного потока вдоль прокатки стали.

На основе быстрозакаленных сплавов реально применение электротехнических сталей из аморфных и микрокристаллических сплавов, которые предназначены для работы с высокой индукцией насыщения в низкочастотной области.

Одним из преимуществ аморфных сплавов является возможность получения различных магнитных свойств за счет формирования наведенной магнитной анизотропии после охлаждения в магнитном поле, что позволяет получить аморфную ленту с изотропным или анизотропным распределением намагниченности и с формированием оси анизотропии в любом заданном направлении. Толщина аморфной ленты на порядок меньше толщины ленты АЭС, а в состав сплава входят железо, никель, кобальт, титан, магний, кремний и др. Это, наряду с высоким электрическим сопротивлением уменьшает долю потерь от вихревых токов  $P_{1,7/50}$  до 10%. Микрокристаллическую ленту получают при быстрой закалке расплава между двумя вращающимися валками.

Изменяя в расплаве долю Si от 4,5 до 6,5%, а также совершенствуя кубическую текстуру, можно получать изотропную электротехническую сталь с высоким электросопротивлением и удельными потерями  $P_{1,7/50}$  менее 1Вт/кг. Из микрокристаллической ленты путем холодной прокатки можно получить анизотропную сталь с толщиной 0,08 мм и потерями  $P_{1,7/50} = 0,6$ Вт/кг.

Для эффективного использования свойств новых типов трансформаторных сталей и уменьшения их расхода совершенствуются конструктивные исполнения магнитных систем и таких компонентов активной части, как изоляция и обмотки.

Развитие конструкций магнитных систем (МС) идет в направлении совершенствования как их структуры, так и геометрических и электромагнитных параметров.

Основные структурные типы МС предложены еще на начальном этапе развития трансформаторостроения [26]. Это планарные (одноплоскостные) шихтованные или навитые магнитные системы и пространственные.

Для планарных МС, получивших преимущественное применение в распределительных трансформаторах, характерны стержневая и бронестержневая шихтованные и навитые конструктивные исполнения [21].

В трехфазных витых МС отсутствует магнитная связь между витыми элементами, что приводит к увеличению расхода стали. В [15] предложено применение яремных накладок, играющих роль смесителей

магнитного потока, что уменьшает массу и стоимость МС и обеспечивает их симметрирование.

Более многообразны пространственные магнитные системы (ПМС). По сравнению с планарными они позволяют: для комбинированной трехстержневой МС с витым ярмом – уменьшить потери в стали на 25%, массы на 12%, а при замене материала обмоток на фольгу, за счет уменьшения размеров окна – масса стали уменьшается еще на 8%, а обмоток – на 2-4%. Совершенствование шихтованных планарных и пространственных стыковых МС идет по пути улучшения качества стыков. В плоских шихтованных МС наиболее совершенной, но и трудоемкой, является схема шихтовки "STEP-LAP" (коэффициент увеличения потерь в таком магнитопроводе всего 1,15-1,2).

Для ПМС также предложен ряд конструкций стыков [9], в которых обеспечивается совпадение направления магнитного потока с направлением прокатки и достаточная механическая жесткость.

При заданном конструктивном исполнении планарных и ПМС уменьшение расхода электротехнической стали достигается также за счет оптимизации геометрии магнитной системы, обмоток, размеров главной и продольной изоляции.

Оптимизируются форма и соотношения размеров поперечного сечения стержней и ярем [17, 18, 24], (если они прямоугольной или эллиптической формы).

В последние годы предложен ряд ПМС с шестигранной формой сечения стержней, образующей параллельные стенки окна МС, а также уменьшающие массу ПМС [17, 23, 24] со ступенчатой формой поперечного сечения стержней и ярем, оптимизируются количество и размеры пакетов стали для обеспечения максимального заполнения активной сталью сечения стержня и унификации размеров пакетов. Для уменьшения размеров окна выполняется оптимизация размеров обмоток и провода главной и продольной изоляции по критерию максимального заполнения площади окна проводниковым материалом [11, 17, 18, 21].

И, наконец, следует отметить значение оптимизации рабочей магнитной индукции, уровень которой при прочих равных условиях обуславливает и массу и потери в МС.

Ведущими фирмами (General Electric, АВВ и др.) в Японии и США освоен выпуск трансформаторов с МС из аморфных сплавов. Несмотря на более высокую (на 25-30%) стоимость таких трансформаторов, они рентабельны из-за существенного (до 70%) снижения потерь холостого хода.

Для преодоления технологических недостатков аморфных сталей, обусловленных их малой толщиной, чувствительностью к механическим воздействиям, хрупкостью, используются стали с различной индукцией насыщения, комбинации слоев аморфной стали и АЭС и другие технические решения [11, 21].

В современном трансформаторостроении большое значение придается совершенствованию технологии изготовления МС, средства и возможности которой заслуживают отдельного подробного анализа. Следует отметить, что за последние 20 лет улучшение технологии производства МС позволило снизить коэффициент увеличения потерь изготовленных МС (по сравнению с их уровнем в используемой стали) с 1,3 до 1,15.

Размеры МС и трансформатора в целом уменьшаются за счет увеличения коэффициента заполнения окна проводниковым материалом, что достигается уменьшением размеров главной и продольной изоляции и оптимизацией структуры и параметров обмоток [11, 18, 19, 21].

Размеры изоляции зависят от ее электроизоляционных свойств. Традиционная изоляция распределительных трансформаторов состоит из комбинации целлюлозной изоляции и минерального масла, обладает удовлетворительными электрическими и тепловыми характеристиками, но ее электрические и механические свойства сильно зависят от влагосодержания, скорость старения быстро растет при превышении нормированной температуры, а нормированный срок службы не превышает 25 лет. Поэтому общей тенденцией является разработка и применение изоляционных материалов, не имеющих указанных недостатков. Большое распространение получила полиамидная бумага (Номекс), имеющая рабочую температуру 160 °С, высокую маслостойкость при температурах масла до 120 °С и диэлектрическую постоянную – 4,6.

Считается целесообразным применение изоляционных эмалей на основе полистерамидимида и пире-МЛ полиамида (класс нагревостойкости 200-220°С) в комбинации с арамидными бумагой и картоном. Особенно эффективно применение этой изоляции при модернизации и ремонте трансформаторов, т.к. при стоимости арамидной изоляции примерно в 20 раз большей, чем целлюлозной, стоимость ремонта с комбинированной изоляцией увеличивается всего на 20-30%. Если используется только высокотемпературная изоляция, то увеличивается мощность модернизированного трансформатора и нагрузочная способность при перегрузках.

Маслонаполненные трансформаторы пожаро- и экологически опасны, масло подвержено старению и не способствует снижению уровня шума, но такие трансформаторы значительно дешевле и рентабельнее там, где не ужесточены требования экологичности.

Повышение требований экологичности, пожаро- и взрывобезопасности распределительных трансформаторов привело к разработке ряда типов пожаробезопасных жидких диэлектриков [11, 21]: кремнийорганических жидкостей, синтетических эфиров, высокотемпературных углеводородных масел и других жидкостей, которыми заменяют минеральное масло. Широко применяются кремнийорганическая жидкость полидиметилсилоксан, которая устойчива к старению, практически не ядовита, хорошо разлагается в воде, воздухе, почве и не создает вредных для здоровья соединений.

Дальнейшее развитие получают элегазовые трансформаторы [1, 21]. В распределительных трансформаторах до 2500 кВА используется естественная циркуляция газа в баке. Причем фирма General Electric разработала компактные элегазовые трансформаторы, в которых элегаз находится под давлением, обмотки выполнены из фольги с пленочной полимерной изоляцией. Применение испарительного охлаждения в таких трансформаторах позволило снизить расход активных материалов и габариты, а также повысить пожаробезопасность, экологическую чистоту, понизить уровень шума и эксплуатационных затрат.

Особо жестким требованиям пожаро-, взрывобезопасности и экологичности удовлетворяют сухие трансформаторы. Эти трансформаторы выпускаются в обычном исполнении, с обмотками, залитыми смолой (литые) и с кабельными обмотками.

Преимуществами литых трансформаторов являются: экологическая чистота, безопасность эксплуатации, малые габариты, простота монтажа, устойчивость к воздействию влаги и сырости, минимальные эксплуатационные затраты, повышенная надежность.

Крупнейшими зарубежными производителями литых трансформаторов являются фирмы BEZ (Словакия), TRINAL (Франция) и PAUWELS (Бельгия).

В России (г. Подольск, "Трансформер") начато производство литых трансформаторов типа ТСЛ-10/0,4 кВ с мощностью 400-2500 кВА [13]. Их МС изготавливаются из листовой АЭС, покрываются защитным слоем краски и слоем специального клея для снижения уровня шума.

Обмотки низкого напряжения изготавливаются из алюминиевой или медной ленточной фольги, наматываемой совместно с тканью из стекловолокна, пропитанной специальной смолой. В процессе термической обработки в печи смола полимеризуется, что увеличивает жесткость конструкции обмоток и их электродинамическую стойкость. Класс нагревостойкости обмоток F, число охлаждающих каналов зависит от мощности трансформатора. Витки ленточной фольги защищены с торцов лентой из полиэстера, а сами торцы и внешняя часть обмотки защищены слоем эпоксидной смолы. Обмотки высокого напряжения секционные. Секции изготавливаются из изолированного провода или ленточной фольги. Внутренняя и внешняя поверхности обмоток покрываются сеткой из стекловолокна, которая служит арматурой для эпоксидной смолы с наполнителем. После сушки обмотки заполняются смолой в вакууме.

При естественном охлаждении длительная перегрузка литого трансформатора не должна превышать 10-15% от его номинальной мощности, а стоимость примерно на 40% выше стоимости обычного масляного.

Существенный интерес представляют новые распределительные трансформаторы с литой изоляцией (SDT), созданные фирмой CITEQ (Канада) [14] для размещения под землей (в грунте), либо в компактных трансформаторных шкафах из стекловолокна. Основными элементами конструкций таких трансформаторов являются твердая изоляция обмоток и внешний кожух из композитного материала. Основу твердой изоляции составляет изоляционная пленка и специальная эпоксидная смола. Обмотки и МС трансформатора полностью покрыты эпоксидной смолой. Внешний кожух SDT изготовлен из стекловолокна и эпоксидной смолы, что делает его водонепроницаемым, стойким к коррозии и не требующим ухода. Кроме того, кожух увеличивает прочность конструкции трансформатора в целом. Проходные изоляторы в первичной цепи отливаются одновременно с корпусом, что сокращает число дополнительных элементов. Возможность оснащения гибкими кабелями вторичной цепи позволяет отказаться от отдельных проходных изоляторов.

Основными преимуществами SDT (сейчас их выпускают на мощности от 25 до 167 кВА, напряжение первичной обмотки 14,4 кВ, вторичной – 240/120) является отсутствие негативного воздействия на окружающую среду, устойчивость к неблагоприятному воздействию погодных условий, отсутствие риска при взрывах и неполадках, практичное и удобное расположение в грунте или в компактных трансформаторных шкафах, не требует установки специальных трансформаторных будок. Благодаря этим преимуществам SDT имеют широкую сферу применения, особенно в жилых и прибрежных районах.

Одним из новых перспективных видов сухих трансформаторов являются кабельные трансформаторы типа Dryformer [2, 21], разработанные компанией АBB.

Обмотки кабельных трансформаторов изготавливаются из высоковольтного кабеля с изоляцией из

поперечно-сшивного полиэтилена (XLPE) с рабочей напряженностью до 15 кВ/мм. Токопроводящие жилы такого кабеля окружены общим полупроводниковым цилиндрическим экраном, который снижает напряженность электрического поля в жилах и выравнивает ее на поверхности экрана. Далее размещается изоляция из поперечно-сшивного полиэтилена, у которого наружный слой также выполнен полупроводящим, а система охлаждения – воздушная.

Применение круглого проводника вместо прямоугольного снижает неравномерность электрического поля в изоляции. Изготовление обмоток существенно проще обычного, не нужны вводы высокого напряжения, т.к. кабель протягивается к распределительству на любую длину. Толщина изоляции уменьшается от обмотки высокого напряжения до нейтрали, поэтому для соединения кабеля разного диаметра используются стандартные муфты. Первые трансформаторы типа Dryformer выполнены на мощности от 10 до 20 МВА, но они очень удобны для применения, и как распределительные на обычных подстанциях, мобильных подстанциях и подстанциях у потребителей.

Наибольшее снижение потерь достигается в трансформаторах с обмотками из высокотемпературных сверхпроводников (ВТСП) [7, 8, 21, 30-35], сверхпроводящее состояние которых существует при температуре ниже критической (для большинства из них – ниже 110°K). Рабочую температуру таких обмоток удобно принимать равной температуре кипящего жидкого азота (77°K). Обычно ВТСП представляет собой ленту из материала Bi 2223.

Поскольку в рабочем режиме потери в ВТСП пренебрежимо малы, то реальные потери в обмотке считаются равными электрической мощности, потребляемой холодильной установкой, КПД которой около 4%.

Номинальный ток обмотки из ВТСП должен быть ниже критического и соответствовать области сверхпроводимости. Если ток значительно превышает критическое значение, то сопротивление ВТСП резко возрастает на порядок, а энергия, выделяемая ВТСП в этом переходном режиме, поглощается испарением части охлаждающего жидкого газа (азота). Максимально допустимое значение тока определяется перегрузочной способностью охлаждающего устройства.

Эти свойства ВТСП позволяют значительно повысить КПД трансформатора, при уменьшенных массе и габаритах, исключить трансформаторное масло как охлаждающий агент, ограничивать большие токи.

Обширные теоретические и экспериментальные исследования, проведенные в Англии, США, Германии, России, Франции, Японии, Австралии, Швеции, позволили создать опытные образцы силовых трансформаторов с ВТСП для проверки эффективности принятых технических решений и возможности их параллельной работы с обычными трансформаторами. Результаты этих исследований оказались достаточно успешными и показали, что потери в трансформаторах с обмотками из ВТСП при номинальных нагрузках могут быть уменьшены на 80-90%, а общая масса примерно в два раза. У них также отсутствует термическое старение изоляции. Способность трансформаторов с ВТСП ограничивать токи короткого замыкания позволяет уменьшить напряжение короткого замыкания на 50% и, тем самым, стабилизировать напряжение трансформаторов без его регулирования. Технология применения явления тепловой

сверхпроводимости развивается достаточно высокими темпами.

Расчетные исследования с учетом современных экономических показателей подтвердили экономическую целесообразность создания трансформаторов с использованием высокотемпературной сверхпроводимости на мощности более нескольких десятков МВА.

Однако компактные размеры таких трансформаторов, замена охлаждающего масла жидким азотом, позволяют расширить диапазон их применения на распределительные трансформаторы для установки в городских условиях и помещениях.

Факторами, пока еще сдерживающими широкое применение трансформаторов со сверхпроводимостью, являются высокая цена ВТСП провода и необходимость использования сравнительно дорогих холодильных установок.

Следует отметить тенденции подхода к технико-экономическому обоснованию новых технических решений.

Увеличение стоимости нефти с 70-х годов, примерно на порядок, привело к увеличению стоимости и других видов топлива и энергии, что повысило и стоимость потерь в трансформаторах. Поэтому за последние 30 лет трансформаторостроители снизили уровень потерь в среднем на 50% [21, 29].

При сравнении вариантов одного и того же трансформатора как основной показатель выступают потери. При проектной оптимизации основным критерием обычно служит полная капитализированная стоимость – это сумма стоимости установки трансформатора (включая его цену) и капитализированная стоимость потерь [12, 21, 22] (сумма, достаточная для оплаты стоимости потерь в каждом году срока службы трансформатора, которая может быть покрыта годовым доходом от суммы в банке, положенной под сложный процент, при установке трансформатора).

Однако при обосновании применения распределительных трансформаторов новых конструктивных исполнений (и более дорогих) в современных проектах [14], учитывается и ряд системных факторов – экономия затрат на прокладку инженерных сетей, повышение надежности, взрывобезопасности, экологичности, возможность более плотной застройки жилых кварталов и т.д.

Важнейшей тенденцией, обусловившей достижение мировым трансформаторостроением высокого современного уровня, является интенсивное развитие научных исследований, создание эффективного нормативного и расчетно-методического базиса, информационного, методического, математического и программного обеспечения для автоматизации научных исследований, проектных разработок, оптимизации технических решений и технологических процессов производства трансформаторов.

Значительный вклад в эти достижения внесен трансформаторостроителями и учеными научно-исследовательских организаций Украины (институт электродинамики НАН Украины, ОАО "ВИТ", ОАО НИЦ "ЗТЗ-Сервис", ZTR и других) [3, 4, 10, 12, 15, 17, 18, 27, 28, 29].

## ВЫВОДЫ

Рассмотренные тенденции развития мирового и отечественного трансформаторостроения обусловили создание мощного научного базиса, новых электротехнических материалов, технических решений, технологических процессов, которые должны быть использованы для модернизации и совершенствования парка рас-

пределительных трансформаторов Украины, обладающей мощным научно-техническим потенциалом и трансформаторостроительной промышленностью.

Одним из ключевых направлений решения этой проблемы является опережающее развитие на основе имеющегося мирового научно-технического задела информационного, математического, методического и программного обеспечения автоматизации научных исследований, синтеза, анализа и оптимизации структуры и параметров отечественных трансформаторов.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Алексеев Б.А. Трансформаторы с элегазовой изоляцией. Вестник электропромышленности, 1993, №4, С. 56-61
- [2] Алексеев Б.А. Трансформаторы типа Dryformer с кабельной обмоткой – новая разработка компании АВВ. // <http://www.transform.ru/articles/html/03project/a000004.article>, 2006 г.
- [3] Артемченко А.В., Вороненко В.И., Дорогокупля В.А. и др. Обзор программного обеспечения ОАО "ВИТ", разработанного за последние 5 лет. // Тезисы докладов XI междунар. научн-техн. конференции "Трансформаторостроение – 2005", Запорожье, 2005, С. 17-19.
- [4] Богданова Е.В., Иванов В.Ф., Шафир Ю.Н. Программно-методическое обеспечение расчетов трансформаторов. // Тезисы докладов XI междунар. научн.-техн. конференции "Трансформаторостроение – 2005", Запорожье, 2005, С. 76-77.
- [5] Буханова И.Ф., Дивинский В.В., Журавель В.М. Лазерная обработка пластин магнитопроводов силовых трансформаторов. – Электротехника, 2004, №4 – С. 34-42.
- [6] Веселовский О.Н., Шнейберг Я.А. Столетие трансформатора! – Электротехника, 1984, №11 – С. 62-63.
- [7] Джафаров Э.А. Сверхпроводящий трансформатор с локализованным магнитным полем. – Электрические станции. 2005, №8. – С. 67-71.
- [8] Елагин П.А. Высокотемпературные сверхпроводящие трансформаторы. Новое поколение подстанционного оборудования. – Новости электротехники. 2005, №1. – С. 20-21.
- [9] Ерин В.Л. Трехфазные трансформаторы с пространственными магнитопроводами из С-образных стрежней со сниженными массой и током холостого хода и их автоматизация проектирования. // Автореферат диссертации к.т.н. – Харьков: ХПИ, 1990. – 24 с.
- [10] Інноваційні пріоритети паливно-енергетичного комплексу України. – Київ: Українські енциклопедичні знання. 2005. – 512 с.
- [11] Кустов С.С. Основные направления развития конструкций трансформаторов I-II габаритов. – Электрические станции. 1995, №8. – С. 62-67.
- [12] Мелешко И.Ю. Оптимизация трансформаторного оборудования по экономическим нормативам. – Техническая электродинамика. 1992. №2. – С. 57-64.
- [13] Компактные трансформаторные подстанции "Трансформер" нового поколения. // Рынок электротехники – 2007, №2(6), с. 91.
- [14] Новые трансформаторы – в землю. // Рынок электротехники, 2007, №2(6) – С. 92-93.
- [15] Пентегов И.В., Рымар С.В., Лавренюк А.В., Петренко О.И. Новые конструкции трехфазных трансформаторов с ленточными магнитопроводами. – Электротехника та електромеханіка. 2002. – С. 86-97.
- [16] Печенкин В.И. В России начнется производство отечественных сухих трансформаторов с литой изоляцией. – Энергослужба предприятия №2(14). – 2005.
- [17] Плахтырь О.О. Варианты конструкций и классификация пространственных магнитопроводов трехфазных трансформаторов и реакторов. – Электротехніка та електромеханіка. – 2002. №3. – С. 64-65.
- [18] Пуйло Г.В. Оптимальные соотношения элементов активной части электромагнитных преобразователей. – // Электромашиностроение и электрооборудование. 1998. Вып. 58. – С. 25-29.
- [19] Пуйло Г.В., Трищенко О.В., Кокуца Н.М. Показатели конструктивной эффективности силовых трансформаторов. // Электромашиностроение и электрооборудование. 2004., Вып. 63. – С. 94-98.
- [20] Пуйло Г.В., Трищенко Е.В. Обобщенная математическая модель для синтеза и анализа силовых трансформаторов со слоевыми обмотками. – Электротехніка і електромеханіка. 2005, в.2. – С. 42-45.
- [21] Силовые трансформаторы. Справочная книга. // Под ред. С.Д. Лизунова, А.К. Лоханина. – М.: Энергоиздат. 2004. – 616 с.
- [22] Стабровский Л.Н., Шумра П.Л., Кочетков А.А., Леус Ю.В. Новые серии распределительных трансформаторов. // Тезисы докладов XI междунар. научн-техн. конференции "Трансформаторостроение – 2005". Запорожье, 2005.
- [23] Ставинський А.А., Пуйло Г.В., Плахтир О.О., Трищенко О.В., Ставинський Р.А. Просторова магнітна система. Деклараційний патент на винахід. Україна. 19(UA), (11) 70864A, 51 (7) H01F27/24, Бюл. №10, 2004.
- [24] Ставинский А.А., Плахтырь О.О. Сравнительный анализ материалоемкости вариантов пространственных электромагнитных систем. // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: Наукові праці КДПУ. 2003. – №2(19), том 1. – С. 53-56.
- [25] Стародубцев Ю.М., Цырлин М.Б. Основные направления совершенствования электротехнических статей. // <http://www.transform.ru/articles/html/04production/a000008.article>, 2003.
- [26] Сучков Р.В. Модернизация и сервис трансформаторов. Сервисное обслуживание АББ. // <http://www.abb.ru/cawp/ruabb055/9ab45690df07bf19c1256e4c0032f02f.aspx>, 2004.
- [27] Туткевич А.С. Ремонт и модернизация мощных высоковольтных трансформаторов на энергообъектах. // Тезисы докладов XI междунар. научн-техн. конференции "Трансформаторостроение – 2005". Запорожье, 2005.
- [28] Чернов И.Л. Трансформаторы и трансформаторные подстанции во взрывозащищенном исполнении. Тенденции развития в Украине и за рубежом. // Тезисы докладов XI междунар. научн-техн. конференции "Трансформаторостроение – 2005". Запорожье, 2005.
- [29] Шидловський А.К., Федоренко Г.М. Макроекономічні та електротехнічні тренди в електроенергетиці України 1990-2000 р. // Технічна електродинаміка, ч.5. 2002. – С. 3-12.
- [30] Darmann F. Design and loss calculations of a 100-kVA transformer employing multi-filamentary Bi-2223 Ag sheathed superconducting tapes. – Cryogenics, Volume 41, Number 9, September 2001, pp. 611-621(11).
- [31] Nagasawa, Toru; Yamaguchi, Mitsugi; Fukui, Satoshi; Yamamoto, Mitsuyoshi. Design requirements of a high temperature superconducting transformer. // Physica, c.372-376 (2002), 1715-1718.
- [32] Schwenterly, S.W.; Mehta, S.P.; Walker, M.S.; Jones, R.H. Development of HTS power transformers for the 21<sup>st</sup> century: Waukesha Electric Systems/IGC-SuperPower/RG&E/ORNL SPI collaboration. – Physica C, 382 (2002), p. 1-6.
- [33] Sissimatos, E.; Harms, G.; Oswald, B.R. Design rules for high-temperature superconducting power transformers. – Physica C, Volume 354, Issue 1-4, p. 23-26.
- [34] Sykulski, J.K., Stoll, R.L., Beduz, C., Power, A.J., Goddard, K.F. and Al-Mosawi, M.K. (2000) The design, construction and operation of high temperature superconducting transformers – practical considerations. In, *Proceedings of the 38<sup>th</sup> Session of the International Conference on Large High Voltage Electric Systems (CIGRE)*. Paris, France, CIGRE.
- [35] Tanzo Nitta. Некоторые аспекты проектирования сверхпроводящих трансформаторов. <http://www.transform.ru/articles/html/03project/a000006.article>, 2004.

Поступила 30.08.2007

## КЛАССИФИКАЦИИ СТРУКТУР И ЭЛЕМЕНТОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ И ИНДУКЦИОННЫХ СТАТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Ставинский А.А., д.т.н., проф.; Ставинский Р.А., к.т.н., доц.  
Национальный университет кораблестроения им. адмирала Макарова  
Украина, 54025, Николаев, пр. Героев Сталинграда, 9, Институт автоматики и электротехники  
тел. (0512) 39-94-53, E-mail: ph@udmtu.dip.mk.ua

*Подано варіанти класифікації структур і елементів електромагнітних систем електромеханічних та індукційних статичних перетворювачів, а також напрямки вдосконалення електричних машин на основі просторових структур їх активної частини.*

*Представлены варианты классификации структур и элементов электромагнитных систем электромеханических и индукционных статических преобразователей, а также направления усовершенствования электрических машин на основе пространственных структур их активной части.*

### ВВЕДЕНИЕ

В процессе эволюции электромеханических устройств разработаны разнообразные структурные разновидности электромагнитных систем (ЭМС) и конструкторско-технологические решения элементов активной части (АЧ) вращательных, линейных и статических электрических машин (ЭМ). Согласно [1], предпринимавшиеся ранее попытки создания общей классификации ЭМ были неудачными, что стало основанием для вывода: "Любое деление ЭМ на классы является условным [2]. При этом в [1] разработана структурная систематизация ЭМ с подвижными элементами АЧ в которой не рассмотрены статические индукционные преобразователи (трансформаторы).

Целью работы является определение обобщенной и частных классификаций структур ЭМС и элементов АЧ подвижных и статических ЭМ. Также представлены направления усовершенствования ЭМ на основе пространственных структур магнитопроводов и ЭМС.

### КЛАССИФИКАЦИЯ СТРУКТУР ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СИСТЕМ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Положения и выводы систематизации [1] основаны на структурно-системном подходе, понятиях генетической классификации и пространственной геометрии первичных источников магнитного поля (МП). В число основных разновидностей структур источников МП входят варианты цилиндрических и других форм. На основе указанных положений и понятия "структура" которое означает строение, взаимное расположение и связь основных частей целого объекта, все электромеханические устройства можно квалифицировать по признакам пространственной геометрии и взаимной ориентации токонесущих и магнитных поверхностей. В качестве общего признака структурной классификации вращательных, линейных и статических ЭМ можно использовать предложенное в [3] понятие "образующие поверхности" (ОП).

Упомянутые геометрию и ориентацию ЭМС с подвижными элементами АЧ определяют ОП рабочего зазора между статором и ротором (подвижным элементом), в пределах которых сосредоточена энергия МП. В организации распределения силовых линий МП в пространстве с сосредоточенными контурами токов основная роль принадлежит магнитопроводу. Совместное влияние источника (обмотки) и концен-

тратора (магнитопровода) на распределение главного МП трансформатора определяется признаком ОП обмоточных окон и стержней.

Вариант структурной классификации ЭМ по главному признаку ОП и другим указанным ниже признакам представлен на рис. 1.

Согласно признакам ОП, основные разновидности ЭМС вращательных, линейных и статических ЭМ делятся, в зависимости от направления прохождения нормальных составляющих напряженности МП в рабочем зазоре и соответственно силовых линий МП в стержнях, на радиальные, аксиальные, конические и сферические (рис. 2). Кроме того структуры ЭМС, в зависимости от назначения, скорости движения, числа фаз, могут иметь различные числа обмоток, неподвижных (индуктор) и подвижных (ротор, якорь...) элементов АЧ и могут отличаться количеством элементов магнитопровода (полюсов, зубцов, стержней, ярем). Также ЭМС линейных и статических ЭМ подразделяются на планарные и пространственные.

Основное развитие из входящих в классификацию (рис. 1) ЭМС двигателей, генераторов и трансформаторов получили ЭМС с цилиндрическими (рис. 2,а, б и з) и плоскими параллельными (малые трансформаторы) ОП. Применяются структуры ЭМС специальных линейных и вращающихся преобразователей с плоскими параллельными, коническими и сферическими ОП (рис. 2,в – ж). Возможны и существуют структуры с комбинацией нескольких ОП, в частности цилиндрических и сферических. Подобные комбинации обеспечивают специальные функциональные возможности, например вращательно-поступательного движения [1].

### КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ПРИЗНАКИ И НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ МАГНИТОПРОВОДОВ ВРАЩАЮЩИХСЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Основу возможных вариантов ЭМС электромеханических преобразователей составляют традиционные шихтованные, витые и комбинированные магнитопроводы. Такие магнитопроводы, а также их элементы, состоят из плоских (рис. 2,а и б) или спирально-эквидистантных (рис. 2,в и г) слоев электротехнической стали (ЭТС) содержащих зубцово-пазовые участки и ярма.



Рис. 1. Диаграмма обобщенной классификации электромагнитных систем электрических машин

Разработаны и опробованы экспериментально нетрадиционные магнитопроводы целостных и стыковых структур для цилиндрических ЭМ. Указанные магнитопроводы содержат витые спирально-плоскостные слои или состоят из витых и аксиально-шихтованных (гофрированных) элементов образующих ярма и зубцово-пазовые зоны.

Известны также целостные композитные и составные магнитопроводы из шихтованных, гофрированных, порошковых и литых массивных элементов. Систематизация указанных нетрадиционных разработок в значительной части выполнена в [4] и может быть дополнена также апробированными на промышленной основе нетрадиционными магнитопроводами пространственных структур. Такие магнитопроводы отличаются тангенциально неоднородными (рис. 3,а) и пространственными многоплоскостными (рис. 3,б), конусно-плоскостными (рис. 3,в) и конусно-цилиндрическими (рис. 3,г) слоями ЭТС [5 - 8]. Структуры представленные на рис. 3, а и б обеспечивают снижение отходов ЭТС при использовании стандартного технологического оборудования. В це-

лом конструкции (рис. 3) реализуют возможности повышения технического уровня ЭМ нетрадиционными способами [9, 10].

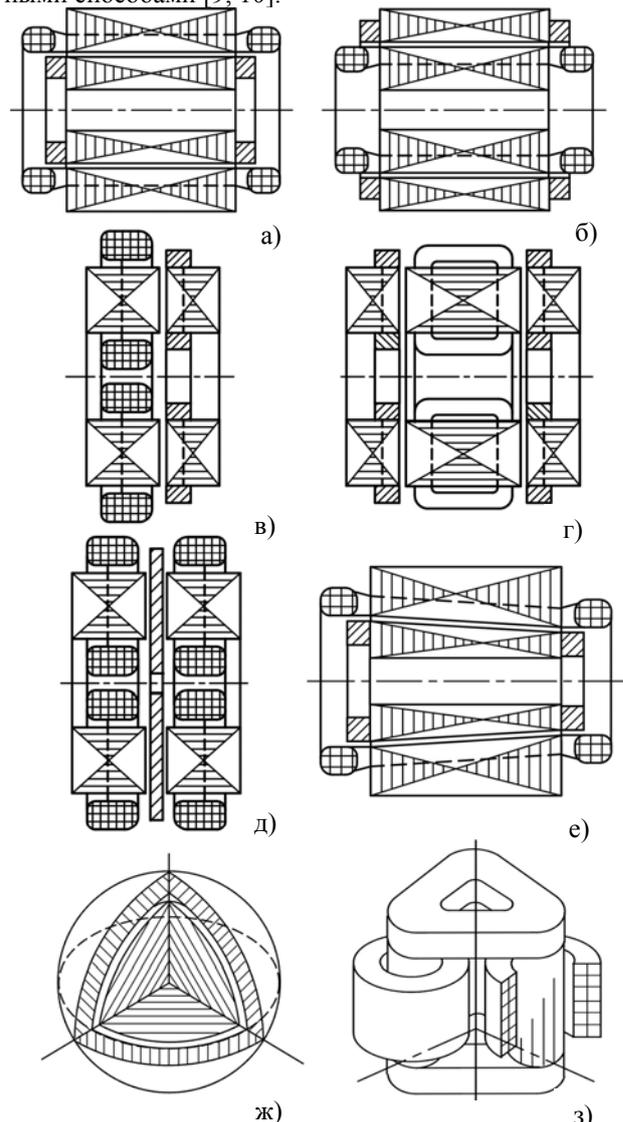


Рис. 2. Конструктивные схемы активной части вари... вращающихся (а – ж) и статической (з) электрических машин:

а – классическая; б – обращенная; в – торцевая; г – торцевая двухроторная; д – дисковая; е – коническая; ж – сферическая; з – пространственная аксиальная

В общем структурно-технологические возможности реализации конструкций и способов изготовления магнитопроводов электромеханических преобразователей характеризуются рис. 4.

#### ВОЗМОЖНЫЕ ВАРИАНТЫ И УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ СТРУКТУР И ТЕХНОЛОГИЙ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ АКТИВНОЙ ЧАСТИ ТРАНСФОРМАТОРОВ

В соответствии с разновидностями ОП (рис. 1) промышленных традиционных [11] и известных к настоящему времени нетрадиционных, например [3], структур ЭМС трансформаторов, возможны варианты образующих геометрических форм (рис. 5) средних длин витков катушек обмоток и сечений магнитопроводов.

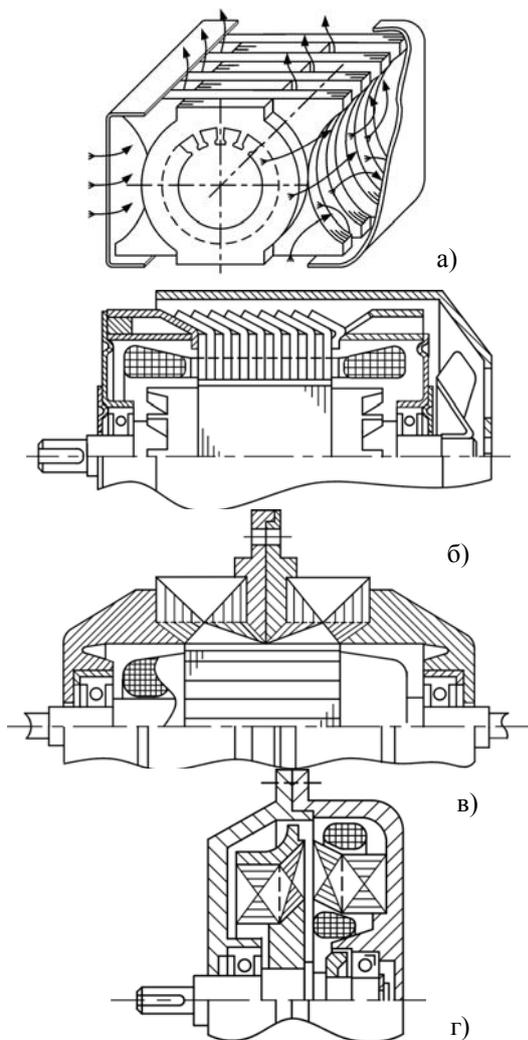


Рис. 3. Конструктивные схемы магнитопроводов и асинхронных двигателей нетрадиционной конструкции: а – тангенциальный магнитопровод статора с аксиально-тангенциальным обдувом; б – многоплоскостной магнитопровод статора; в – конусно-плоскостной магнитопровод ротора; г – конусно-цилиндрические магнитопроводы статора и ротора

Основу традиционных планарных и освоенных в производстве пространственных ЭМС составляют конструкторско-технологические решения "отходных" и "безотходных" магнитопроводов основывающиеся на способах штамповки-шихтовки или навивки ленты (рулона) ЭТС [11 – 13]. Также известны варианты технологии изготовления магнитопроводов, использующие способы опрессовки витых, штампованных или гофрированных заготовок и технологии прессовки ферромагнитного композиционного материала [3, 13]. В целом структурно-технологические возможности реализации перечисленных вариантов и способов характеризуются конструктивно-технологическими признаками представленными на рис. 6.

Наиболее приспособленными для использования традиционных технологий шихтовки являются планарные ЭМС и их основным преимуществом является возможность сборки магнитопровода из слоев ЭТС "впереплет", что снижает ток холостого хода и добавочные потери. В связи с этим, несмотря на магнитную асимметрию и повышенную (относительно пространственных систем) удельную материалоемкость,

в настоящее время основу структур многих трехфазных трансформаторов (ТТ) и реакторов составляют планарные ЭМС. Указанные системы на протяжении столетия конструктивно существенно не изменялись и практически достигли предела своего развития. Поэтому на основе освоения производства рулонной ЭТС во второй половине XX века некоторые фирмы (Броун Бовери – Швейцария, Телкон Магнетикс Корс – Англия ...) освоили производство ТТ с пространственными стыковыми и непрерывными витыми трехконтурными магнитопроводами [11, 12].

Известными преимуществами [12] стыковых пространственных ЭМС с "классическим" ступенчатым сечением стержней являются возможности снижения материалоемкости и потерь холостого хода ТТ на 9...10% за счет меньшего объема стали ярем в конструкции (рис. 2,3). Также, согласно [11], затраты связанные с повышенным на 50...90% током холостого хода, окупаются благодаря более высокой технологичности стыковой конструкции ЭМС по сравнению с планарной системой.

Известными преимуществами [12] пространственных ЭМС с витыми трехконтурными магнитопроводами является 5...7% снижение удельного объема ЭТС, а также снижение в 2...3 раза потерь и тока холостого хода при использовании текстурованной ЭТС с пониженными удельными потерями и повышенной индукцией насыщения.

Кроме указанных преимуществ, рассматриваемые в настоящей работе аксиальные пространственные ЭМС заключают в себе резервы повышения технического уровня на основе пятого и шестого способов [9] усовершенствования электромеханических устройств.

В работах [3, 14 – 18] представлено направление усовершенствования пространственных ЭМС на основе использования нетрадиционных структур магнитопроводов с параллельными ОП и обмоточными окнами постоянной ширины  $b_0$  (рис. 7).

Подобные системы обеспечивают существенный выигрыш по стали и некоторый выигрыш по объему используемой меди относительно планарных и пространственных ЭМС малой и средней мощности с прямоугольными образующими конфигурации витков катушек и сечения стержней [17]. Однако сравнительный анализ известных пространственных ЭМС, выполненный в [18], показал, что выигрыш ЭМС с параллельными ОП относительно ЭМС с цилиндрическими ОП (рис. 2,3) снижается и по массе и основным потерям АЧ с медными обмотками составляет 2...8% и 1...7%. Из выполненных в [18] исследований также следует, что объем используемой меди в ЭМС (рис. 1,3) является минимальным относительно других систем со стыковыми пространственными магнитопроводами. Другими словами, в ЭМС (рис. 7) использование ЭТС лучше, а использование меди хуже, чем в ЭМС (рис. 2,3). При этом важным преимуществом пространственных систем с параллельными ОП является высокое использование активного объема (заполнение зоны, ограниченной на рис. 7 диаметрами  $D_{ан}$  и  $D_{ав}$ ) и пониженные габаритные размеры.

Другим направлением усовершенствования пространственных ЭМС является разработка технических решений АЧ в которых добавочные потери в технологических зазорах стыковых магнитопроводов или ос-

новые потери в дополнительных объемах стали трех магнитно-несвязанных контуров непрерывных витых магнитопроводов компенсируются снижением основных потерь и материалоемкости обмоток. Указанное направление заключается в использовании ЭМС с двух- и трехплоскостными ОП, то есть АЧ с граненой формой образующих сечения стержней и средней длины витков обмоток [15, 16].

Рис. 8 характеризует пространственную ЭМС с конфигурацией сечения стержней стыкового пространственного магнитопровода в виде равностороннего шестигранника  $abcdef$ . Данная конфигурация и конструкция обеспечивают ряд преимуществ АЧ (рис. 8) трансформаторов относительно известных планарных и пространственных аналогов [11 - 13]. Первым преимуществом является значительное снижение трудоемкости производства стержней на основе использования идентичных плоских прямоугольных пластин (листов) ЭТС при сборке пакетов стержней с ромбическим сечением  $abco$ . Второе преимущество заключается в снижении расхода и основных потерь ЭТС уменьшением объема ярем (относительно ЭМС на рис. 2, 3) в связи с наличием участков  $cd$  обмоточных окон с параллельными ОП. Третье преимущество обусловлено шестигранной конфигурацией стержня с максимально высоким заполнением ЭТС контура сечения стержня относительно всех "классических" вариантов [11 - 13]. В результате снижается расход обмоточного материала и основные потери в медиисходя из факта, что периметр равностороннего шестигранника  $abcdef$  меньше длины описанной окружности стержня с радиусом  $ao$ , а контур средней длины витка обмотки (рис. 8) образован периметром равностороннего шестигранника  $a'b'c'd'e'f'$  и меньше длины средней окружности обмотки эквивалентной ЭМС с цилиндрическими ОП.

Конструкция ЭМС на рис. 9 соответствует пространственной ЭМС с двухплоскостными ОП и непрерывными витыми элементами трехконтурного магнитопровода. Такая ЭМС отличается конфигурацией контуров сечения стержней и катушек обмоток в виде симметричных шестигранников  $abcdef$  и  $a'b'c'd'e'f'$ . Это также обуславливает, как и в конструкции (рис. 8), возможность улучшения массогабаритных и энергетических характеристик.

Контур сечения стержня (рис. 9) обеспечиваются лентой (рулоном) с прямоугольным и клиновидным участками  $jkmn$  и  $klm$  развертки (рис. 10,а).

Заданная форма сечения  $abcf$  каждого контура достигается навивкой рулона ЭТС (рис. 10,а) с аксиальным смещением витков (рис. 10,б). Согласно [11, 12] современное оборудование позволяет наматывать контуры из ленты (рулона) изменяющейся ширины при безотходном раскрое.

Дополнительным преимуществом ЭМС с граненой формой катушек является наличие прямых участков витков.

Известно [12], что в обмотках и между обмотками и стержнями устанавливаются прошивные рейки для дистанционирования катушек обмотки и создания изоляционных промежутков, а также фиксации положения элементов и повышения жесткости ЭМС в це-

лом. Из [19] известно также, что остаточные деформации изгиба, которые возникают при намотке катушек с криволинейными образующими, приводят к значительному снижению жесткости, и как следствие, ослаблению электродинамической стойкости проводников обмоток. Исходя из изложенного, в конструкциях (рис. 8, рис. 9) деформации изгиба сосредоточатся в угловых зонах шестигранных образующих витков. В указанных зонах должны быть размещены прошивные рейки и другие крепления катушек, обеспечивающие заданную жесткость. При этом прямые участки витков катушек способствуют повышению электродинамической стойкости трансформаторов при переходных процессах.

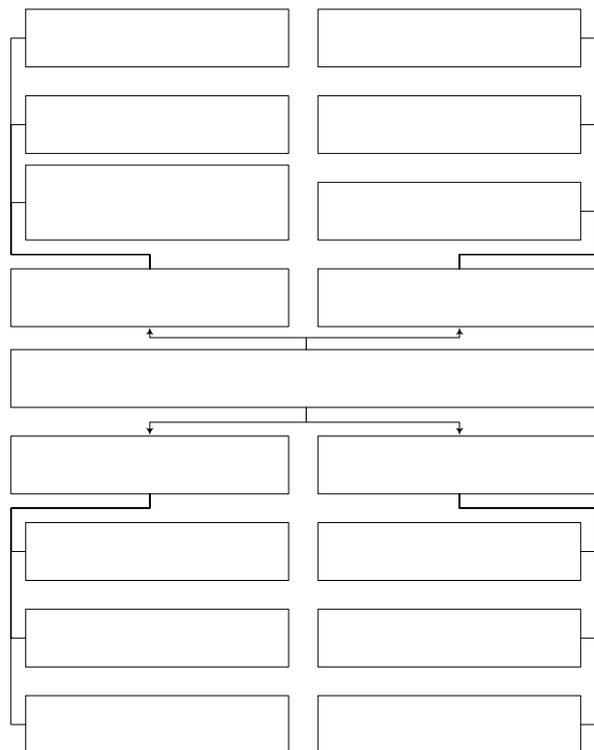


Рис. 4. Диаграмма классификации магнитопроводов электромеханических преобразователей по конструктивно-технологическим признакам



Рис. 5. Диаграмма классификации образующих геометрических форм катушек обмоток и сечения стержней магнитопроводов трансформаторов

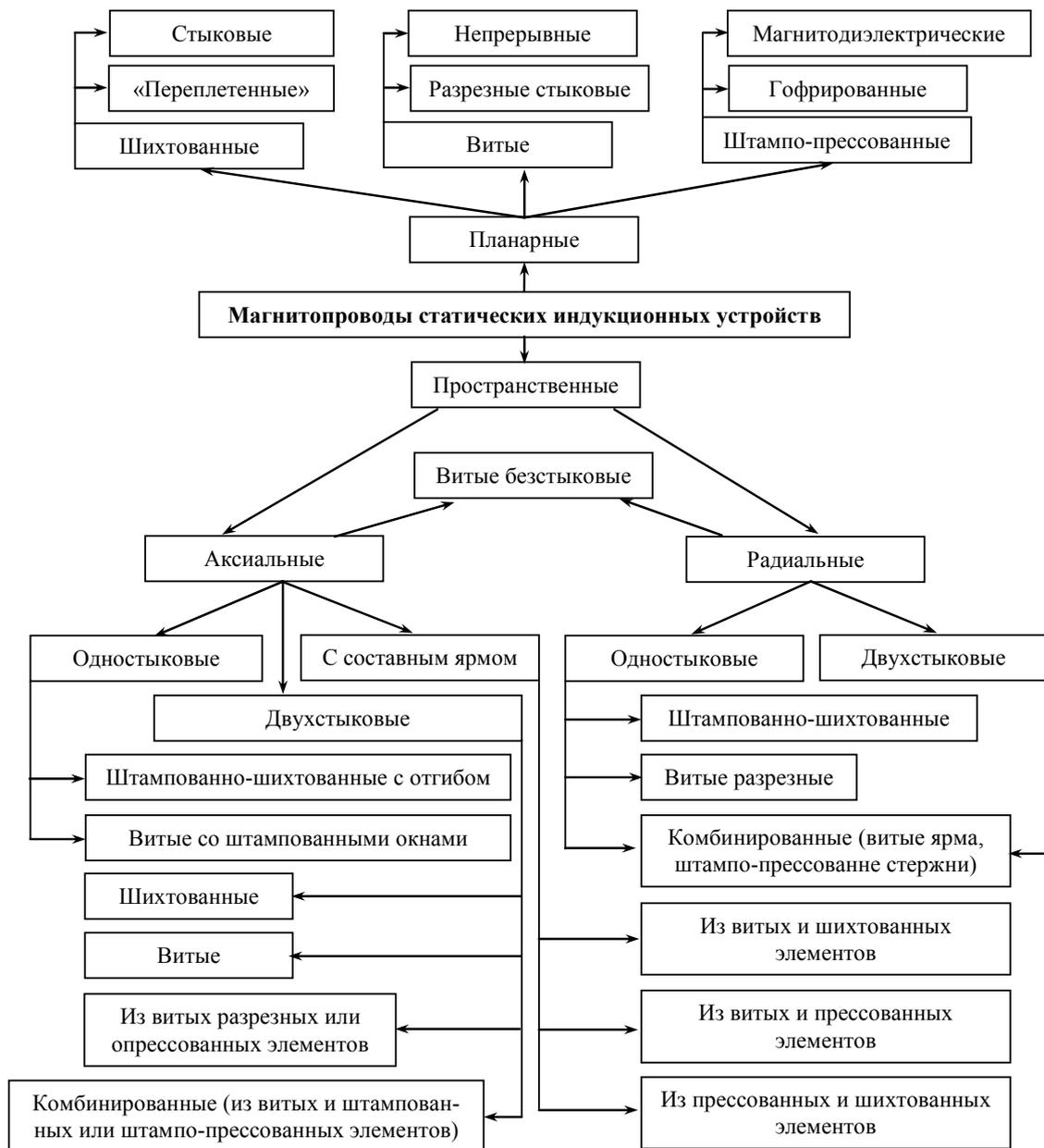


Рис. 6. Диаграмма классификации магнитопроводов статических индукционных устройств по конструктивно-технологическим признакам

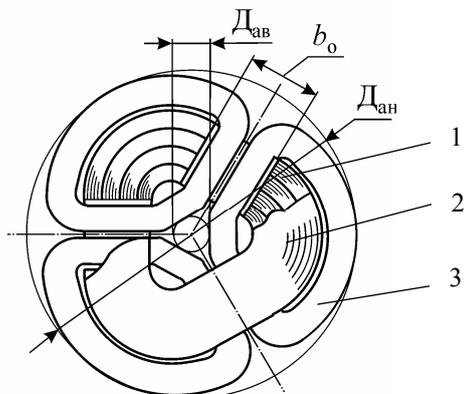


Рис. 7. Схема аксиальной стыковой пространственной электромагнитной системы с витым магнитопроводом и стержнями из разрезных кольцевых заготовок:  
1 – стержень; 2 – ярмо; 3 – катушка обмотки

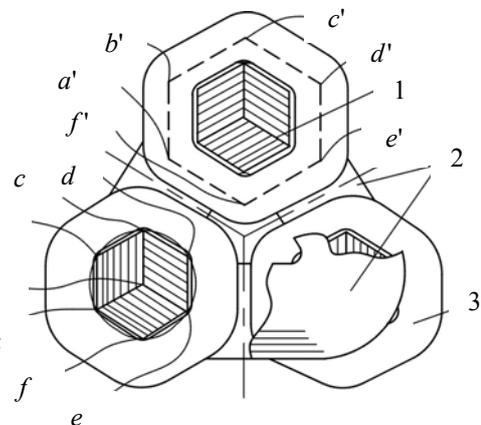


Рис. 8. Схема аксиальной стыковой пространственной электромагнитной системы с сечением стержней в виде равностороннего шестигранника:  
1 – стержень 2 – ярмо; 3 – катушка обмотки

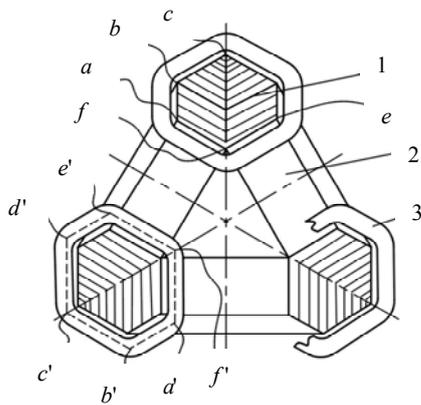


Рис. 9. Схема аксиальной пространственной электромагнитной системы с непрерывным витым трехконтурным магнитопроводом и образующими сечения стержней в виде симметричного шестигранника: 1 – стержень 2 – ярмо; 3 – катушка обмотки

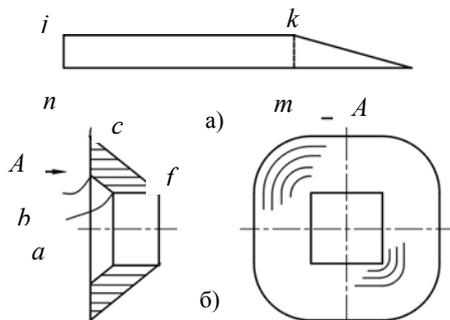


Рис. 10. Развертка ленты электротехнической стали (а) и элемент (б) трехконтурного магнитопровода

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе систематизированы варианты структур ЭМС и магнитопроводов электромеханических и индукционных статических преобразователей, показаны нетрадиционные конструкторско-технологические решения пространственных магнитопроводов и ЭМС. Из представленных материалов следуют выводы.

1. На технико-экономические показатели и функциональные возможности электромеханических устройств существенное влияние оказывают структурные признаки ОП.

2. На основе выполненных разработок [5 - 10] можно заключить, что использование пространственной структуры магнитопроводов позволяет понизить удельную и технологическую материалоемкость вращающихся машин общепромышленного и специального назначения и улучшить их массогабаритные и виброакустические характеристики.

3. В связи с высокой компактностью разработка и применение ЭМС ТТ с параллельными ОП представляет особую актуальность для подвижных технических объектов, особенно в комплексах морского и авиационно-космического электрооборудования.

4. Представляется, что использование АЧ с двух- и трехплоскостными ОП является перспективным направлением усовершенствования трансформаторов как специального, так и силового назначения.

### ЛИТЕРАТУРА

[1] Шинкаренко В.Ф. Основы теории эволюции электромеханических систем. – К.: Наукова думка, 2002. – 288 с.  
[2] Копылов И.П. Математическое моделирование электротехнических машин. – М.: Высш. школа., 2001. – 327 с.

[3] Ставинский А.А., Плахтырь О.О. Конструктивно-технологические особенности пространственных магнитопроводов трехфазных статических индукционных устройств мощностью до 10000 кВА // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: Наукові праці КДПУ – Кременчук: КДПУ. – 2004. – Вип. 3(26). – С. 100–103.  
[4] Яковлев А.И. Электрические машины с уменьшенной материалоемкостью. – М.: Энергоатомиздат., 1989. – 240 с.  
[5] Ставинский А.А. Нетрадиционные ресурсосберегающие конструкции асинхронных двигателей с классической технологией производства // Электротехника. – 1992.- №8, 9. – С. 11–14.  
[6] Ставинский А.А. Особенности магнитопроводов асинхронных двигателей с конической структурой зубцов // Изв. РАН. Энергетика. – 1992. - №5. – С. 130–137.  
[7] Ставинский А.А. Асинхронные двигатели с тангенциальным смещением элементарных слоев стали статора // Электричество. – 1996.- №8. – С. 43–48.  
[8] Ставинский А.А., Радченко Н.И., Радченко А.Н. Конструктивное и теплоаэродинамическое совершенствование статоров асинхронных бескорпусных двигателей // Електромашинобудування та електрообладнання: Міжвід. наук.-техн. зб. – 2000. – Вип. 54. – С. 49 – 53.  
[9] Ставинский А.А. Проблема и направления дальнейшей эволюции устройств электромеханики // Електротехніка і електромеханіка. – 2004. – №1. – С. 57–61.  
[10] Ставинский А.А. Проблема и нетрадиционные технические решения улучшения виброакустических характеристик асинхронных двигателей // Електротехніка і електромеханіка. – 2004. – №4. – С. 81–85.  
[11] Магнитопроводы силовых трансформаторов (технология и оборудование) / А.И. Майорец, Г.И. Пшеничный, Я.З. Чечелюк и др. – М.: Энергия, 1973. – 272 с.  
[12] Тихомиров П.М. Расчет трансформаторов: Учеб. пособие для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 528 с.  
[13] Бальян Р.Х. Трансформаторы для радиоэлектроники. – М.: Сов. радио, 1971. – 720 с.  
[14] Ставинский А.А., Плахтырь О.О., Ставинский Р.А. Показатели качества и структурной оптимизации пространственных электромагнитных систем трехфазных трансформаторов, реакторов и дросселей // Електротехніка і електромеханіка. – 2003. – №4 – С. 79–82.  
[15] Ставинский А.А., Ставинский Р.А., Плахтырь О.О. Способы обеспечения специальных требований к силовому электрооборудованию на основе трансформаторов и трансформаторных преобразователей с пространственной структурой активной части // Електротехніка і електромеханіка. – 2005. - № 4. – С. 30–36.  
[16] Ставинский Р.А. Рациональный подход к проектированию силовых трансформаторов // Проблеми автоматизації та електрообладнання транспортних засобів. Матеріали Всеукраїнської науково-технічної конф. з міжнародною участю. – Миколаїв: НУК, 2006. – С. 202–210.  
[17] Ставинський Р.А. Трифазні трансформатори з ефективним використанням конструктивного об'єму: Автореф. дис... канд. техн. наук: 05.09.01/ Одеський нац. політехн. ун-т. – Одеса, 2003.–20 с.  
[18] Плахтир О.О. Удосконалення трифазних трансформаторів з просторовими магнітопроводами: Автореф. дис... канд. техн. наук: 05.09.01/ Одеський нац. політехн. ун-т. – Одеса, 2005. – 24 с.  
[19] Лазарев В.І. Електродинамічна стійкість силових трансформаторів (основи теорії, методи розрахунку, засоби забезпечення) Автореф. дис... докт. техн. наук: 05.09.01/ Ін-т. Електродинаміки НАН України. – К.: 2006. – 37 с.

Поступила 08.08.2007

## ПОЛЕВАЯ И ЦЕПНАЯ ФОРМУЛИРОВКИ ФУНДАМЕНТАЛЬНОЙ ЗАДАЧИ О ПЕРЕДАЧЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ЭНЕРГИИ В СИСТЕМЕ "МЕТАЛЛИЧЕСКИЙ ПРОВОД – ПРОВОДЯЩАЯ ЗЕМЛЯ" С ПЕРЕМЕННЫМ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ТОКОМ

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 основі положень класичної електродинаміки і теоретичної електротехніки показана еквівалентність польового і колового формулювань задачі про передачу електромагнітної енергії в системі "металевий провід-провідна земля" з перемінним електричним струмом провідності. З квантовомеханічних і електродинамічних позицій однозначно встановлено, що в даній системі електромагнітна енергія передається тільки за рахунок потоку електромагнітної енергії в ізоляційному просторі між проводом і землею.*

*На основе положений классической электродинамики и теоретической электротехники показана эквивалентность полевой и цепной формулировок задачи о передаче электромагнитной энергии в системе "металлический провод-проводящая земля" с переменным электрическим током проводимости. С квантовомеханических и электродинамических позиций однозначно установлено, что в данной системе электромагнитная энергия передается только за счет потока электромагнитной энергии в изоляционном пространстве между проводом и землей.*

### ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в теории электричества [1], теоретической электротехнике [2] и классической электродинамике [3] достаточно глубоко и подробно изучены вопросы распространения переменного (импульсного) электромагнитного поля как в диэлектрике, так и в проводящей среде. Тем не менее, до сих пор, по мнению автора, отсутствует единый аргументированный электрофизический подход к задаче, связанной с передачей электромагнитной энергии в проводных линиях, подключенных, с одной стороны, к источнику переменного (импульсного) электрического напряжения (ИПЭН), а, с другой стороны, к электрической (активной или реактивной) нагрузке (ЭН). В этой связи до сих пор нет однозначного обоснованного ответа на такие важные для указанных областей физики электрофизические вопросы как: во-первых, каким путем все же передается электромагнитная энергия в металлических проводах с переменным электрическим током проводимости различных амплитудно-временных параметров (АВП), размещенных в воздухе над землей и подключенных к ИПЭН и ЭН?; во-вторых, какова "роль" при такой передаче электромагнитной энергии токопроводящего материала, размеров и геометрической формы самих металлических проводов?; в-третьих, какими расчетными соотношениями при этом для оценки величины передаваемой электромагнитной энергии лучше и правильней пользоваться (то ли найденными на основе теории поля, то ли полученными на основе теории электрических цепей)? Ответы на эти непростые вопросы могут быть даны только после тщательного теоретического рассмотрения квазистационарных или волновых электромагнитных процессов, протекающих вне и внутри металлических проводов в указанной выше электромагнитной системе "металлический провод – проводящая земля" с переменным (импульсным) электрическим током проводимости, включенной в электрическую цепь с сосредоточенными или распределенными электрическими пара-

метрами, содержащую на своих противоположных концах ИПЭН и ЭН.

В [4-10] автором на основе квантовомеханического подхода было рассмотрено ряд новых физико-математических моделей, направленных на изучение процессов формирования и распределения постоянного, униполярного или биполярного переменного (импульсного) электрического тока проводимости в тонком металлическом проводнике. При этом теоретически было показано, что в исследуемом металлическом проводнике с электрическим током проводимости различных АВП возникают стоячие электронные "дебройлевские" полуволны, формирующие волновой электронный пакет (ВЭП) проводника, описываемый соответствующим дискретным набором собственных волновых  $\psi$  – функций. Используемые в [4-10] идеи и подходы, базирующиеся на основополагающих положениях квантовой физики (механики), нашли свое экспериментальное подтверждение в [11] при исследовании неоднородного периодического продольного температурного поля тонкого оцинкованного стального провода, нагреваемого постоянным электрическим током проводимости большой плотности.

Целью данной статьи является рассмотрение полевой и цепной постановок задачи о передаче электромагнитной энергии в квазистационарной системе "металлический провод – проводящая земля" с переменным (импульсным) электрическим током проводимости различных АВП и выяснение на их основе с учетом квантовомеханических особенностей распределения в ее токопроводящих частях свободных электронов путей канализации и выделения в ней электромагнитной энергии.

### 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Рассмотрим тонкий сплошной круглый однородный металлический провод 1 цилиндрической формы радиусом  $r_{\Pi}$  и длиной  $l_{\Pi}$  при соблюдении условия  $l_{\Pi} \gg r_{\Pi}$ , размещенный на высоте  $h \ll l_{\Pi}$  над пло-

ской поверхностью однородной неограниченной по геометрическим размерам проводящей земли 2 (рис.). Считаем, что металлический провод и проводящая земля образуют двухпроводную линию, работающую в квазистационарном режиме [12] и, соответственно, в которой длина электромагнитной волны  $\lambda_{ЭМВ}$  будет значительно превышать ее основные геометрические размеры, то есть будут выполняться следующие неравенства:  $\lambda_{ЭМВ} \gg l_{П}$  и  $\lambda_{ЭМВ} \gg h$ . Пусть вдоль продольной оси  $OZ$  металлического провода, подключенного к ИПЭН и ЭН, протекает известный из классической физики переменный электрический ток проводимости  $i_{П}(t)$  с произвольными АВП, равномерно

распределенный по его поперечному сечению  $S_{П}$  с плотностью  $\delta_{П}$  и приповерхностному слою проводящей земли с усредненной плотностью  $\delta_3$ . Примем, что неподвижный изотропный металлический провод с переменным электрическим током проводимости  $i_{П}(t)$  размещен в изоляционной газовой или конденсированной среде при комнатной температуре, равной  $\theta_0 = 20^\circ\text{C}$ , а электрофизические характеристики плоской неограниченной проводящей земли (удельная электропроводность  $\gamma_3$  и другие) удовлетворяют требованиям линейности электропроводящей среды с электрическим током проводимости, равным  $-i_{П}(t)$ .

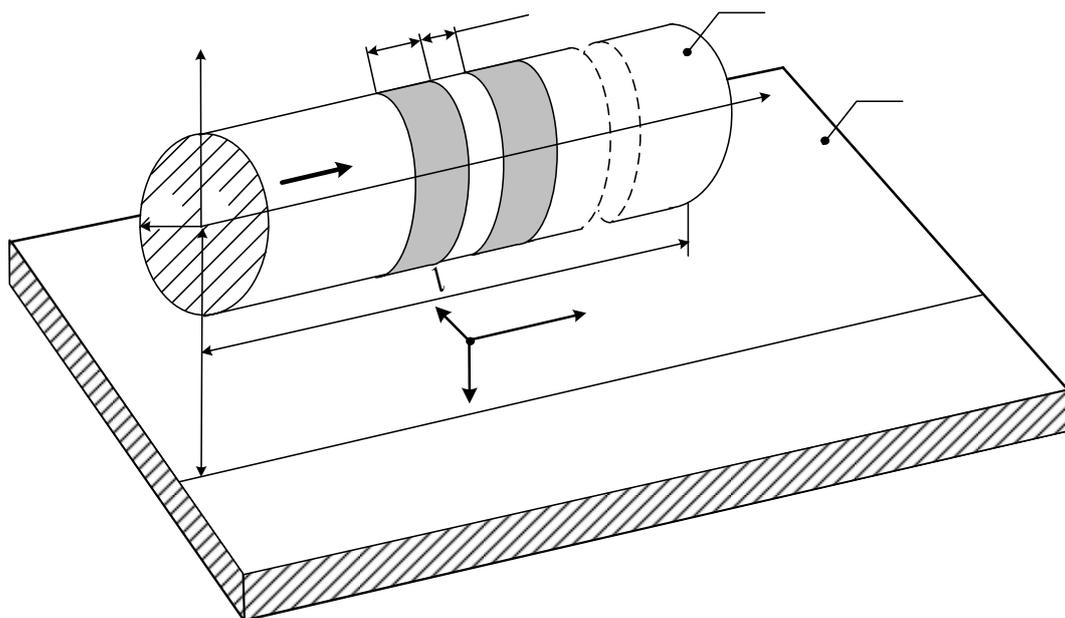


Рис. Упрощенная расчетная модель электромагнитной системы "металлический провод – проводящая земля", с переменным электрическим током проводимости  $i_{П}(t)$

Будем считать, что изоляционная среда между проводом радиусом  $r_{П} \ll h$  и землей однородна и в ней отсутствуют источники электромагнитной энергии. Для упрощения дальнейших выкладок, большей конкретности и однозначности примем, что в качестве такой среды у нас служит воздух. Принимаем то допущение, что на расстоянии от провода, большем чем  $h$ , напряженности электрического и магнитного полей близки к нулю [2, 3]. Полагаем, что в металлическом проводе исследуемой системы существует только прямая плоская электромагнитная волна, а поведение в межатомном пространстве его материала с удельной электропроводностью  $\gamma_{П}$  свободных электронов, характеризующихся в соответствии с основными принципами квантовой физики корпускулярно-волновым дуализмом, приближенно подчиняется одномерному временному волновому уравнению Шредингера и описывается на его основании соответствующими стоячими электронными полуволнами де Бройля – собственными волновыми  $\psi$  – функциями [4, 8]. Данные волновые  $\psi$  – функции, как известно, определяют в металлическом проводе электромагнит-

ной системы "металлический провод – проводящая земля" пространственно-временную эволюцию и закономерности продольного распределения свободных электронов и формируют ВЭП провода с переменным электрическим током проводимости  $i_{П}(t)$  [5, 8]. С учетом изложенного выше примем, что в воздухе между проводом и землей распространяется также плоская поперечная электромагнитная волна длиной  $\lambda_{ЭМВ}$ . Влиянием джоулева нагрева на значения удельных электропроводностей материала провода  $\gamma_{П}$  и грунта  $\gamma_3$  пренебрегаем. Считаем, что в рассматриваемой электромагнитной системе проводящая земля удалена от металлического провода настолько, что ее влияние на распределения напряженностей электрического и магнитного полей в воздушной среде между проводом и землей будет незначительным.

ВЭП рассматриваемого провода или квантованный дискретный набор его собственных волновых  $\psi$  – функций макроскопически распределяется вдоль продольной оси  $OZ$  провода в периодическую электронную структуру, шаг которой согласно приведенному выше рис. равен сумме ширин относительно

"горячего"  $\Delta z_{\Gamma}$  и относительно "холодного"  $\Delta z_{\chi}$  продольных участков металлического провода [5, 7]. Подтвержденные опытным путем формулы для расчета  $\Delta z_{\Gamma}$  и  $\Delta z_{\chi}$  даны в [7, 9]. Исходя из [4, 8] и положений квантовой физики, считаем, что свободные электроны в межатомном пространстве материала металлического провода нашей простейшей системы распределяются в его продольном направлении в соответствии с целочисленной последовательностью изменения электронных полувольт де Бройля согласно дискретному набору собственных волновых  $\psi_n$ -функций ( $n=1,2,3,\dots$ ) и подчиняются квантовой статистике Ферми – Дирака [13, 14]. Требуется на основе положений классической электродинамики и теоретической электротехники рассмотреть с позиций теории поля и теории цепей фундаментальный вопрос о передаче электромагнитной энергии в квазистационарной системе "металлический провод – проводящая земля" с переменным электрическим током проводимости различных АВП и установить с учетом положений квантовой физики электрофизическую "роль" металлического провода и его проводящего материала в рассматриваемом нами электромагнитном процессе.

## 2. ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ПАДЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ В ПРОВОДЕ И ЗЕМЛЕ НА ПОЛЕ ИССЛЕДУЕМОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ

Вначале выполним для рассматриваемой электромагнитной системы "металлический провод – проводящая земля" сравнение между собой значений тангенциальной (касательной)  $E_{\text{тп}}$  и нормальной  $E_{\text{н}}$  составляющих напряженности электрического поля в воздухе вблизи поверхности металлического (например, алюминиевого) провода с переменным электрическим током проводимости  $i_{\text{п}}(t)$  и уровнем электрического напряжения на нем, равным  $U_{\text{п}}$ . Примем, что для выбранного провода нашей электромагнитной системы характерны следующие исходные данные [2, 12]:  $\gamma_{\text{п}}=3,61 \cdot 10^7$  См/м;  $\delta_{\text{п}}=5 \cdot 10^6$  А/м<sup>2</sup>;  $r_{\text{п}}=5 \cdot 10^{-3}$  м;  $l_{\text{п}}=10^3$  м;  $h=10$  м;  $U_{\text{п}}=110$  кВ. Так как  $E_{\text{тп}}=\delta_{\text{п}}/\gamma_{\text{п}}$ , то для рассматриваемого случая в алюминиевом проводе численное значение тангенциальной напряженности электрического поля будет примерно равным 0,138 В/м. Напряженность неоднородного электрического поля в системе "металлический провод – проводящая земля" будет наибольшей около провода, причем  $E_{\text{п}} \geq U_{\text{п}}/h$ . Тогда, в нашем случае для нормальной составляющей напряженности электрического поля следует, что  $E_{\text{н}} \geq 11 \cdot 10^3$  В/м. Видно, что  $E_{\text{н}}/E_{\text{тп}} \geq 8 \cdot 10^4$ . Поэтому при рассмотрении электрического поля в исследуемой электромагнитной системе влиянием падения электрического напряжения вдоль провода  $U_{\text{пп}}=E_{\text{тп}} \cdot l_{\text{п}}$  и соответственно величиной  $E_{\text{тп}}$  на "картину" распределения электрического поля между проводом и землей можно пренебрегать.

При  $\gamma_3=0,01$  См/м [16],  $i_{\text{п}}=\pi r_{\text{п}}^2 \delta_{\text{п}}=393$  А и  $E_{\text{тз}} \approx 10^2$  В/м, полученного с учетом перерасчета

$E$  – поля в земле на основе результатов, приведенных в [16], усредненное значение плотности тока  $\delta_3$  в приповерхностных слоях земли достигает величины порядка 1 А/м<sup>2</sup>. Из приведенных данных следует, что, несмотря на возрастание роли тангенциальной составляющей электрического поля в земле ( $E_{\text{п}}/E_{\text{тз}} \geq 10^2$ ), влиянием значений  $E_{\text{тз}}$  на оцениваемую нами приближенную "картину" электрического поля в воздушном пространстве между проводом и землей все же можно также пренебречь.

## 3. ПРЕДЛАГАЕМЫЙ ПОДХОД ПО ОЦЕНКЕ ПЕРЕДАВАЕМОЙ ЭНЕРГИИ В ИССЛЕДУЕМОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СИСТЕМЕ

**Положение 1.** В связи с тем, что в материале металлического провода с переменным электрическим током проводимости  $i_{\text{п}}(t)$  исследуемой нами электромагнитной системы "металлический провод – проводящая земля" возникают стоячие электронные полувольты де Бройля [4, 8] и несмещающийся во времени  $t$  ВЭП провода [5, 10], можно обоснованно предположить о существовании подобных волн и аналогичной электромагнитной "картины" в приповерхностном слое проводящего материала земли. Наличие в электропроводящем материале стоячей электронной (электромагнитной) волны, как известно [3, 15], приводит к тому, что в нем электромагнитная энергия не будет переходить вдоль металлического провода и проводящей земли ни через один узел этой волны. Поэтому, учитывая вышеизложенное, в нашем случае можно однозначно утверждать: с учетом существования в электропроводящих материалах провода и земли стоячих электронных (электромагнитных) волн передача электромагнитной энергии в продольном направлении рассматриваемой электромагнитной системы через эти токопроводящие материалы от ИПЭН к ЭН будет отсутствовать.

**Положение 2.** В основу полевой формулировки рассматриваемой задачи положим известное понятие

вектора Умова-Пойнтинга  $\vec{P}_{\text{п}}$  [1, 2], который определяет мощность потока электромагнитной энергии, отнесенную к единичной поверхности изоляционного (проводящего) пространства, нормальной к направлению распространения в нем электромагнитной волны.

Как известно, для вектора  $\vec{P}_{\text{п}}$  (см. рис.) справедливо следующее соотношение [1-3]:

$$\vec{P}_{\text{п}} = [\vec{E}_{\text{п}} \vec{H}_{\text{п}}], \quad (1)$$

где  $\vec{E}_{\text{п}} \vec{H}_{\text{п}}$  – соответственно векторы напряженности электрического и магнитного полей в исследуемой области пространства электромагнитной системы "металлический провод – проводящая земля".

Из приведенного рис. видно, что направление потока электромагнитной энергии в воздушном пространстве между металлическим проводом и проводящей землей (обозначение на рис. электрического тока проводимости в ней, равного  $-i_{\text{п}}(t)$ , нами опу-

щено) совпадает с направлением протекания электрического тока проводимости в проводе. В дальнейшем для упрощения записи и удобства в пользовании знаками векторов над указанными выше тремя полевыми символами опустим. Тогда, с учетом принятых допущений и выполненных расчетных оценок в разделе 3 для нормальной составляющей напряженности электрического поля  $E_{\Pi}(t)$  в изоляционном пространстве между проводом и землей приближенно запишем:

$$E_{\Pi}(t) = U_{\Pi}(t) / h, \quad (2)$$

где  $U_{\Pi}(t)$  – переменное электрическое напряжение провода, равное разности электрических потенциалов в заданной текущей точке металлического провода и в точке его заземленного конца с условно нулевым электрическим потенциалом.

Напомним, что для рассматриваемого случая переменный электрический ток проводимости  $i_{\Pi}(t)$  будет представлять собой гармонические (осциллирующие) колебания "электронного газа" (совокупности свободных электронов) электропроводящего материала провода (земли) вдоль продольной оси  $OZ$  провода и соответственно вдоль электромагнитной системы "металлический провод – проводящая земля" во взаимно противоположных направлениях [8]. Причем, частота этих колебаний будет соответствовать частоте изменения во времени переменного электрического напряжения  $U_{\Pi}(t)$ , задаваемой ИПЭН.

Для напряженности магнитного поля  $H_{\Pi}(t)$  вокруг провода в рассматриваемой электромагнитной системе приближенно имеем [2, 12]:

$$H_{\Pi}(t) = i_{\Pi}(t) / 2 \pi r, \quad (3)$$

где  $r \geq r_{\Pi}$  – текущее значение расстояния от провода до заданной точки в изоляционном (воздушном) пространстве между проводом и землей.

С учетом (1) для электромагнитной энергии  $W_{\Pi}$ , передаваемой вдоль провода от ИПЭН к ЭН в изоляционной среде между проводом и землей, можно записать следующее выражение:

$$W_{\Pi} = \int_0^t \oint_S E_{\Pi}(t) H_{\Pi}(t) ds dt, \quad (4)$$

где  $S$  – поверхность в изоляционной (воздушной) среде между проводом и землей, сквозь которую передается электромагнитная энергия.

Для элемента  $ds$  указанной поверхности  $S$  воздушного пространства между проводом и землей найдем:

$$ds = r dr d\varphi, \quad (5)$$

где  $d\varphi$  – элементарный угол в азимутальном направлении поперечной к исследуемой электромагнитной системе плоскости, выбираемый между вертикалью от провода к земле в этой плоскости и текущим радиусом  $r$  заданной точки в изоляционной среде вне провода, расположенным также в указанной плоскости.

В результате с учетом (2)–(5) для величины электромагнитной энергии  $W_{\Pi}$  в исследуемой электромагнитной системе получаем следующее выражение:

$$W_{\Pi} = (2\pi h)^{-1} \int_0^t \int_0^{2\pi} \int_{r_{\Pi}}^h U_{\Pi}(t) i_{\Pi}(t) r dr d\varphi dt. \quad (6)$$

Пренебрегая после интегрирования в (6) пренебрежимо малым слагаемым, определяемым значением  $r_{\Pi} \ll h$  в нижнем пределе интегрирования по радиусу  $r$ , окончательно для электромагнитной энергии  $W_{\Pi}$ , передаваемой в воздухе вдоль металлического провода с переменным электрическим током проводимости  $i_{\Pi}(t)$  рассматриваемой электромагнитной системы от ИПЭН к ЭН, в принятом приближении получаем:

$$W_{\Pi} = \int_0^t U_{\Pi}(t) i_{\Pi}(t) dt, \quad (7)$$

где  $U_{\Pi}(t) i_{\Pi}(t) = p(t)$  – мгновенная мощность электрической цепи переменного тока [17], последовательно образованной ИПЭН, металлическим проводом, ЭН и проводящей землей.

**Положение 3.** Несмотря на кажущуюся простоту приведенных выше физических соображений и математических соотношений, нами получен новый и важный для прикладной электротехники (электродинамики) и не известный доселе автору научный результат. Данный результат заключается в том, что классическое соотношение (4) и полученное на его основе соотношение (7) свидетельствуют об эквивалентности полевой и цепной математических формулировок задачи о передаче электромагнитной энергии в исследуемой электромагнитной системе "металлический провод – проводящая земля". В этой связи в электроэнергетике при оценке и учете передаваемой по проводным линиям электромагнитной энергии  $W_{\Pi}$  от производителя электроэнергии к ее потребителю целесообразно пользоваться соотношением (7) и получаемыми на его основе классическими выражениями для активной и реактивной мощностей [1, 17]. В технике и электрофизике высоких напряжений [18], технике сильных электрических и магнитных полей [12, 19], когда в воздушных (как правило) рабочих объемах формируются мощные переменные (импульсные) электромагнитные поля и измеряются необходимые АВП напряженностей  $E$  – и  $H$  – полей [20], при оценке значений  $W_{\Pi}$  более предпочтительно использовать расчетное соотношение (4).

#### 4. ОЦЕНКА ПОТЕРЬ ЭНЕРГИИ НА "ГОРЯЧИХ" И "ХОЛОДНЫХ" УЧАСТКАХ МЕТАЛЛИЧЕСКОГО ПРОВОДА ИССЛЕДУЕМОЙ СИСТЕМЫ

Для расчетной оценки максимального приращения плотности тепловой энергии  $Q_{\Pi\Pi}$  (Дж/м<sup>3</sup>) на "горячем" продольном участке металлического провода нашей системы можно с привлечением квантовой физики получить следующее соотношение:

$$Q_{\Pi\Pi} = 2 \Delta z_{\Gamma} \cdot I_{\Pi}^{-1} \cdot n_{e0} \cdot W_{F0}, \quad (8)$$

где  $W_{F0} = 0,6 h^2 (8m_e)^{-1} \cdot (3n_{e0} / \pi)^{2/3}$  – среднее значение энергии Ферми для свободного электрона провода с усредненной плотностью  $n_{e0}$  свободных электронов в его материале до протекания по нему элек-

трического тока  $i_{\Pi}(t)$  [13], где  $h = 6,626 \cdot 10^{-34}$  Дж·с – постоянная Планка;  $m_e = 9,108 \cdot 10^{-31}$  кг – масса покоя электрона с электрическим зарядом  $e_0$ , равным  $1,602 \cdot 10^{-19}$  Кл [15];  $\Delta z_{\Gamma} \geq e_0 n_{e0} h / 4\pi m_e \delta_{\Pi}$  – расчетная усредненная ширина "горячего" продольного участка провода, определенная из соотношения неопределенностей Гейзенберга [4, 8].

Усредненная плотность  $n_{e0}$  свободных электронов в рассматриваемом проводе, как известно, равна концентрации атомов  $N_0$  ( $\text{м}^{-3}$ ) материала провода, умноженной на его валентность, определяемую числом неспаренных электронов на внешних валентных энергетических уровнях атомов материала провода [13]. Для такого широко используемого в электротехнике и технике больших импульсных токов (полей) материала как медь валентность равна двум [15]. Кроме того, в металлическом проводе с плотностью материала  $d_{\Pi}$  ( $\text{кг}/\text{м}^3$ ) для концентрации его атомов  $N_0$  будет справедливо следующее соотношение [15]:

$$N_0 = d_{\Pi} (M_a \cdot 1,6606 \cdot 10^{-27})^{-1}, \quad (9)$$

где  $M_a$  – атомная масса материала провода, практически равная массовому числу  $A$  ядра атома металлического провода, определяемому в соответствии с периодической системой химических элементов Менделеева (одна атомная единица массы равна  $1/12$  массы атома изотопа углерода  $^{12}_6\text{C}$ , численно составляющей  $1,6606 \cdot 10^{-27}$  кг).

Аналогично (8) для максимального приращения плотности тепловой энергии  $Q_{\Pi X}$  ( $\text{Дж}/\text{м}^3$ ) на "холодном" продольном участке металлического провода получаем следующее расчетное выражение:

$$Q_{\Pi X} = \Delta z_{\chi} \cdot I_{\Pi}^{-1} \cdot n_{e0} \cdot W_{F0}, \quad (10)$$

где  $\Delta z_{\chi} \leq e_0 n_{e0} h (\pi - 2) / 8\pi m_e \delta_{\Pi}$  – расчетная усредненная ширина "холодного" продольного участка провода, найденная из (8) и соотношения неопределенностей Гейзенберга [4, 8].

Из (8) и (10) следует, что расчетное отношение величин приращений плотностей тепловой энергии на "горячих" и "холодных" участках провода равно:

$$Q_{\Pi \Gamma} / Q_{\Pi X} = 4 / (\pi - 2). \quad (11)$$

Из (11) вытекает такой вывод: приращение температуры джоулевого нагрева на "горячих" участках провода будет примерно в 3,5 раза выше, чем на его "холодных" продольных участках, что отвечает опытным данным [11]. Приведенные данные говорят о том, что металлический провод в рассматриваемой системе выполняет лишь "роль" направляющей структуры, определяющей требуемое направление потока электромагнитной энергии от ИПЭН к ЭН. Одновременно наличие в проводе металла приводит к паразитным джоулевым потерям энергии, вызванным рассеиванием электронных полувольт де Бройля на тепловых колебаниях регулярно расположенных положительных ионов кристаллической решетки металла провода.

#### ЛИТЕРАТУРА

[1] Тамм И.Е. Основы теории электричества.– М.: Наука, 1976. – 616с.

- [2] Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники, Том 2.–Л.: Энергоиздат, 1981.– 416 с.
- [3] Никольский В.В., Никольская Т.И. Электродинамика и распространение радиоволн: М.: Наука, 1989.– 544 с.
- [4] Баранов М.И. Волновое распределение свободных электронов в проводнике с электрическим током проводимости // Электротехника.–2005.– №7.– С. 25–33.
- [5] Баранов М.И. Волновой электронный пакет проводника с электрическим током проводимости// Электротехніка і електромеханіка.–2006.– №3.–С.49–53.
- [6] Баранов М.И. Квантовомеханическая модель быстрого нагрева проводника электрическим током проводимости большой плотности/Электротехника.–2006.–№4.– С. 38–44.
- [7] Баранов М.И. Энергетический и частотный спектры свободных электронов проводника с электрическим током проводимости // Электротехника.–2006.– №7. – С. 29–34.
- [8] 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.
- [9] Баранов М.И. Эвристическое определение максимального числа электронных полувольт де Бройля в металлическом проводнике с электрическим током проводимости// Электротехніка і електромеханіка.–2007.– №6.– С.69–73.
- [10] Баранов М.И. Аналитическая оценка смещения периодической структуры волнового электронного пакета в металлическом проводнике с переменным электрическим током проводимости // Электротехніка і електромеханіка.–2008.– №1.– С. 72–74.
- [11] Марахтанов М.К., Марахтанов А.М. Периодические изменения температуры по длине стальной проволоки, вызванные электрическим током // Вестник МГТУ им. Баумана. Серия: Машиностроение.–2003.–№1.–С.37–47.
- [12] Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля.– М.: Мир, 1972.– 391 с.
- [13] Яворский Б.М., Детлаф А.А. Справочник по физике.– М.: Наука, 1990.– 624 с.
- [14] Баранов М.И. Энрико Ферми – один из основоположников квантовой статистики, электродинамики и ядерной энергетики// Электротехніка і електромеханіка.–2007.–№2.–С. 5–12; 2007.–№3.– С. 5–11.
- [15] Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики / Отв. ред. В.К. Тартаковский.– Киев: Наукова думка, 1989.–864с.
- [16] Баранов М.И., Даценко В.П., Колиушко Г.М. Расчет двумерного импульсного электромагнитного поля в земле при прямом ударе в нее молнии // Технічна електродинаміка.–2002.–№3.– С. 13–18.
- [17] Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники, Том 1.–Л.: Энергоиздат, 1981.–536с.
- [18] Техника высоких напряжений / Под общей ред. Г.С. Кучинского.– Санкт–Петербург: Изд–во ПЭИПК, 1998.–700 с.
- [19] Техника больших импульсных токов и магнитных полей / Под ред. В.С. Комелькова.– М.: Атомиздат, 1970. – 472 с.
- [20] Баранов М.И., Колиушко Г.М., Колобовский А.К., Кравченко В.И. Комплекс высоковольтного испытательного электрофизического оборудования экспериментальной базы НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Електроенергетика та перетворююча техніка. Харків: НТУ "ХПИ".–2004.– №4.– С. 3–13.

Поступила 11.07.2007

## РАСЧЕТ УДЕЛЬНЫХ ПОТЕРЬ В ФЕРРОМАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛАХ ПРИ ПОВЫШЕННЫХ ЧАСТОТАХ С УЧЕТОМ НЕЛИНЕЙНОСТИ МАГНИТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СРЕДЫ

Пентегов И.В., д.т.н., проф., Рымар С.В., к.т.н., с.н.с.  
Институт электросварки им. Е.О. Патона НАН Украины  
Украина, 03680, Киев-150, ул. Боженко, 11, ИЭС им. Е.О.Патона  
тел. (044) 227-23-88, E-mail: elmag@paton.kiev.ua

Красножон А.В.  
Черниговский государственный технологический университет  
Украина, 14000, Чернигов, ул. Шевченко, 95, ЧГТУ  
тел. (04622) 3-22-99, E-mail: red\_john@ngs.ru

*На основі ВКБ-методу отримала подальший розвиток методика розрахунку питомих втрат у ферромагнітних матеріалах при підвищених частотах з урахуванням їх нелінійних магнітних характеристик. В якості приклада показані залежності приведенного активного опору від амплітудного значення напруженості магнітного поля для конструкційної сталі Ст. 3. Методика буде корисна фахівцям в галузі теоретичної електротехніки, електротермії, електрометалургії та зварювання.*

*На основе ВКБ-метода получила дальнейшее развитие методика расчета удельных потерь в ферромагнитных материалах при повышенных частотах с учетом их нелинейных магнитных характеристик. В качестве примера показаны зависимости приведенного активного сопротивления от амплитудного значения напряженности магнитного поля для конструкционной стали Ст. 3. Методика будет полезна специалистам в области теоретической электротехники, электротермии, электрометаллургии и сварки.*

### ВВЕДЕНИЕ

В ряде задач электротехники, электротермии, электрометаллургии и сварки возникает необходимость расчета удельных потерь, возникающих в ферромагнитных материалах под действием электромагнитного поля. Так, сварочные технологии часто требуют производить последующую термическую обработку металла сварного шва и околошовной зоны для снятия остаточных напряжений и улучшения свойств металла [1]. Одним из наиболее перспективных методов такого нагрева является индукционный нагрев [2, 3]. Также индукционный нагрев применяют непосредственно при сварке металлических изделий. Нагрев и расплавление металлов посредством электромагнитного поля повышенной частоты широко распространен в электрометаллургии. Для всех этих и подобных технологических процессов необходимо знать, какую мощность нужно вкладывать в нагреваемый металл для их обеспечения. Поэтому совершенствование методик расчета мощности удельных потерь в ферромагнитных материалах с учетом нелинейности среды при воздействии электромагнитного поля повышенной частоты является актуальной задачей.

В данной статье рассматривается методика расчета мощности удельных потерь в ферромагнитной среде с учетом нелинейности на основе ВКБ-метода.

### СУЩЕСТВУЮЩИЕ МЕТОДЫ РАСЧЕТА ПОТЕРЬ В ФЕРРОМАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛАХ С УЧЕТОМ НЕЛИНЕЙНОСТИ

В настоящее время при расчете потерь в ферромагнитных материалах можно выделить четыре основных направления: численные методы расчетов, метод Розенберга, метод Неймана, ВКБ-метод. Рассмотрим кратко суть этих методов.

**Численные методы.** В настоящее время существует большое количество численных методов, позволяющих решать нелинейные дифференциальные уравнения в частных производных, описывающие электромагнитные процессы в среде, что, в свою очередь, позволяет рассчитать потери в ферромагнитных материалах. Один из подобных способов анализа, опирающийся на численное определение потерь по семейству симметричных статических петель гистерезиса, описан в работе [4]. Из последних публикаций, затрагивающих численные методы расчета, вызывает интерес работа [5], в которой петли гистерезиса аппроксимируются семейством ромбов.

К бесспорным достоинствам численных методов следует отнести возможность получения решения с достаточно высокой степенью точности. Однако, несмотря на это, численные методы не находят достаточно широкого применения, поскольку их результаты плохо интерпретируемы и мало что дают с точки зрения аналитического исследования поверхностного эффекта, а для их использования необходимо наличие экспериментального семейства характеристик применяемого материала, что далеко не всегда возможно.

**Метод Розенберга.** Розенберг исходит из следующих предположений [6]:

- магнитная индукция остается приблизительно постоянной от поверхности ферромагнитного материала до определенной глубины, а затем быстро спадает к нулю при превышении этой глубины;
- плотность вихревого тока уменьшается на том же участке линейно и становится равной нулю на глубине, где магнитная индукция исчезает.

Розенберг также пренебрегает фазовым сдвигом между токами и магнитной индукцией [6, 7].

При этих допущениях удельные потери  $p_s$  на единицу поверхности ферромагнитного материала могут быть рассчитаны по формуле [4, 8, 9]:

$$p_s = k_R \cdot \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu}{2 \cdot \gamma}} \cdot \frac{H_m^2}{2} \quad (1)$$

где  $k_R$  – коэффициент увеличения активных потерь, учитывающий нелинейность свойств ферромагнитного материала (при допущениях Розенберга в его работе этот коэффициент получается равным 1,34);  $\omega$  – угловая частота поля;  $\mu$  – магнитная проницаемость на поверхности ферромагнитного материала;  $\gamma$  – удельная электрическая проводимость ферромагнитного материала;  $H_m$  – амплитудное значение напряженности магнитного поля на поверхности ферромагнитного материала.

Достоинство данного метода заключается в его простоте, а существенный недостаток состоит в том, что метод справедлив только при глубоком насыщении ферромагнитного материала, в связи с чем, его область применения существенно ограничена.

**Метод Неймана.** Изложен в работе [9] и является одним из наиболее простых аналитических методов. Л.Р. Нейман рассматривал нелинейную зависимость амплитудного значения магнитной индукции  $B_m$  от амплитудного значения напряженности магнитного поля  $H_m$  на поверхности ферромагнитного материала как функцию  $B_m = f(H_m)$  и величину комплексной магнитной проницаемости по первой гармонике. При этом связь между амплитудами индукции и напряженности магнитного поля учитывается приближенной параболической аппроксимацией [7]:

$$B_m = K \cdot H_m^{1/n} \quad (2)$$

Здесь  $K$  и  $n$  – коэффициенты.

В своих исследованиях Нейман получил для используемого в формуле (1) коэффициента  $k_R$  значение, равное 1,4.

Следует отметить, что примененная Нейманом аппроксимация (2) дает удовлетворительные результаты расчета только при сильных магнитных полях на поверхности ферромагнетика [7], что накладывает ограничения на применение данного метода.

**ВКБ-метод.** В настоящее время одним из наиболее перспективных аналитических методов расчета потерь в случае резкого проявления поверхностного эффекта является ВКБ-метод (Вентцеля, Крамерса, Бриллюэна). Развитию этого метода применительно к процессам поверхностного эффекта посвящена работа [8]. ВКБ-метод позволяет получать более общие аналитические результаты по сравнению с методами Розенберга и Неймана, открывая новые возможности для аналитического изучения проявлений поверхностного эффекта в ферромагнитных материалах.

В работе [8] анализ процессов ведется по первой гармонике с использованием нелинейной комплексной абсолютной магнитной проницаемости по первой гармонике  $\underline{\mu}_1$ :

$$\underline{\mu}_1(H_{1m}) = \frac{B_{1m}}{H_{1m}} = \mu_1(H_{1m}) \cdot e^{-j \cdot \psi_1(H_{1m})}, \quad (3)$$

где  $H_{1m}$  – амплитудное значение напряженности магнитного поля при первой гармонике;  $B_{1m}$ ,  $H_{1m}$  – ком-

плексные амплитуды первых гармоник соответственно магнитной индукции и напряженности магнитного поля;  $\mu_1(H_{1m})$ ,  $\psi_1(H_{1m})$  – соответственно модуль и аргумент комплексной магнитной проницаемости, являющиеся функциями амплитудного значения  $H_{1m}$ .

Процесс распространения плоской электромагнитной волны в проводящем ферромагнитном полупространстве с нелинейными свойствами описывается дифференциальным уравнением вида [8]:

$$\frac{dH_{1m}}{dx} - j \cdot \omega \cdot \underline{\mu}_1(H_{1m}) \cdot H_{1m} = 0 \quad (4)$$

Здесь  $x$  – координата, нормальная к поверхности полупространства;  $j = \sqrt{-1}$ ;  $\omega$  – угловая частота первой гармоники магнитного поля.

Отметим, что получение решения уравнения (4) само по себе достаточно сложная задача, поскольку оно содержит нелинейный коэффициент  $\underline{\mu}_1(H_{1m})$ .

В работе [8] показано решение уравнения (4) при помощи математического аппарата ВКБ-метода и найдены выражения для коэффициента  $k_R$ . Опустив проделанные в работе [8] математические выкладки, запишем конечный результат:

$$k_R(H_{1m}) = \sqrt{2} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\psi_1(H_{1m})}{2}\right) \times \left[ 1 - \left( 1 + 4 \cdot \frac{\mu_1(H_{1m})}{H_{1m} \cdot \frac{d\mu_1(H_{1m})}{dH_{1m}}} \right)^{-1} \right] \quad (5)$$

Как видно из выражения (5), в результате применения ВКБ-метода можно получить коэффициент  $k_R$  как функцию амплитуды напряженности первой гармоники магнитного поля  $H_{1m}$ , что позволяет использовать полученный результат при любых значениях напряженности поля без ограничений, присущих методам Розенберга и Неймана. Кроме того, для нахождения решения при помощи ВКБ-метода, как указано в работе [8], достаточно знать только величину напряженности магнитного поля и параметры материала на поверхности ферромагнитной среды.

В работе [8] была построена зависимость  $k_R(H_{1m})$  для конструкционной стали Ст. 3 на основе приведенных в работе [9] экспериментальных зависимостей модуля  $\mu_1(H_{1m})$  и аргумента  $\psi_1(H_{1m})$  нелинейной комплексной абсолютной магнитной проницаемости по первой гармонике от амплитуды напряженности первой гармоники магнитного поля при частоте 50 Гц.

Изложенный в работе [8] метод расчета коэффициента  $k_R$  получил дальнейшее развитие и логическое продолжение в работе [10]. В этой работе коэффициент  $k_R$  рассчитывается при помощи универсальной аппроксимации модуля  $\mu_1(H_{1m})$  и аргумента  $\psi_1(H_{1m})$  комплексной магнитной проницаемости, справедливой для любой конструкционной стали или магнитомягкого ферромагнетика. Это, в свою очередь, дает возможность применения формулы (5) для большого количества конструкционных сталей и других магнитомягких материалов. Для расчета входящих в выражение (5) величин  $\mu_1(H_{1m})$  и  $\psi_1(H_{1m})$  нужно использовать формулы работы [10].

## ПРИМЕНЕНИЕ ВКБ-МЕТОДА В ЗАДАЧАХ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА

К одной из важных промышленных технологий, где приходится сталкиваться с проявлениями поверхностного эффекта, относятся задачи индукционного нагрева ферромагнитных материалов, решение которых основано на определении необходимой для нагрева мощности. Ввиду существенной нелинейности магнитных свойств конструкционных сталей расчет индукционного нагрева представляет собой достаточно сложную задачу, при решении которой зачастую используются различные эмпирические соотношения.

На практике для индукционного нагрева обычно используются частоты от 400 Гц до 400 кГц, при этом для нагрева массивных конструкций (трубы, рельсы, балки) используются преимущественно частоты в диапазоне 400...3000 Гц.

В работе [11] было проведено экспериментальное исследование поверхностного эффекта в массивных образцах (стержнях, изготовленных путем проката) из конструкционной стали Ст. 3 на звуковых частотах. Результаты исследования представлены в виде кривых зависимости так называемого приведенного активного сопротивления от напряженности первой гармоники магнитного поля (максимальное амплитудное значение напряженности магнитного поля в экспериментах составляло 7500 А/м). Кривые сняты для ряда частот (400...9600 Гц) при постоянной температуре образца, равной 20°C. В качестве приведенного активного сопротивления была использована величина  $r \cdot u / (l \cdot \sqrt{f})$ , в которой  $r$  – активное сопротивление образца;  $u$  и  $l$  – соответственно периметр поперечного сечения и длина образца;  $f$  – частота электромагнитного поля. Применение такого приведенного активного сопротивления обусловлено тем, что оно зависит только от свойств самого материала.

С другой стороны, зависимость приведенного активного сопротивления образца из стали Ст.3 от напряженности первой гармоники магнитного поля для частоты 50 Гц можно получить на основе ВКБ-метода [8, 10]. Как известно, активное сопротивление ферромагнитного тела, имеющего периметр сечения  $u$  и длину  $l$ , может быть найдено по формуле:

$$r = \rho \cdot \frac{l}{u \cdot \Delta}, \quad (6)$$

где  $\rho$  – объемное удельное сопротивление ферромагнитного материала,  $\rho = 1/\gamma$ ;  $\Delta$  – эквивалентная глубина проникновения электромагнитного поля в образец из ферромагнитного материала (рассматривается случай, когда  $\Delta$  меньше толщины нагреваемого изделия).

В нелинейной ферромагнитной среде эквивалентная глубина проникновения уменьшается в  $k_R$  раз по сравнению с линейным случаем и определяется по следующему соотношению:

$$\Delta = \frac{1}{k_R(H_{1m})} \cdot \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu_1(H_{1m})}}. \quad (7)$$

Заметим, что при температуре выше точки Кюри (для стали Ст. 3 эта температура приблизительно равна 770°C) значение  $\mu_1(H_{1m})$  становится равным магнитной постоянной  $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м, а значение ко-

эффициента  $k_R(H_{1m})$  становится равным 1, для среды с линейными магнитными характеристиками.

Подставив выражение (7) в формулу (6) и преобразовав, получим уравнение для расчета приведенного активного сопротивления:

$$\frac{r \cdot u}{l \cdot \sqrt{f}} = k_R(H_{1m}) \cdot \sqrt{\pi \cdot \rho \cdot \mu_1(H_{1m})}. \quad (8)$$

Опираясь на имеющуюся аппроксимацию  $\mu_1(H_{1m})$  и полученную на основе ВКБ-метода зависимость  $k_R(H_{1m})$  [10], можно построить график зависимости приведенного активного сопротивления  $r \cdot u / (l \cdot \sqrt{f})$  от амплитуды напряженности первой гармоники магнитного поля  $H_{1m}$  для стали Ст. 3 при частоте 50 Гц. Удельное сопротивление  $\rho$  при 20°C было взято равным  $1,82 \cdot 10^{-7}$  Ом·м [11]. Построенная зависимость (кривая 1) показана на рис. 1 совместно с экспериментальными кривыми 2 – 6 из работы [11].

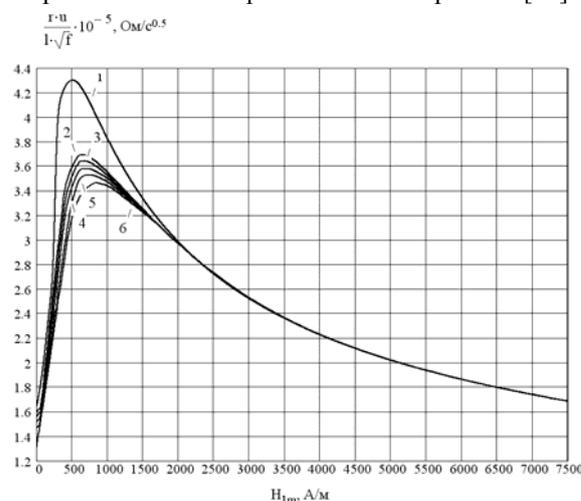


Рис. 1. Зависимости значений приведенного активного сопротивления  $r \cdot u / (l \cdot \sqrt{f})$  от амплитудных значений напряженности магнитного поля  $H_{1m}$  для стали Ст. 3 при 20°C и разных звуковых частотах:

1 – при  $f = 50$  Гц (ВКБ-решение); 2 – при  $f = 400$  Гц; 3 – при  $f = 1000$  Гц; 4 – при  $f = 2400$  Гц; 5 – при  $f = 4800$  Гц; 6 – при  $f = 9600$  Гц (экспериментальные значения)

Как видно из рис. 1, зависимости значений приведенного активного сопротивления от амплитуды напряженности магнитного поля при разных частотах отличаются только в области слабых полей. Начиная с амплитудного значения напряженности примерно 2000 А/м все кривые, в том числе и кривая для 50 Гц, совпадают с высокой степенью точности. Это дает возможность пользоваться аналитическим решением, полученным для частоты 50 Гц на основе ВКБ-метода, в области сильных полей при напряженности  $H_{1m} > 2000$  А/м для частот звукового диапазона. А с учетом того обстоятельства, что индукционный нагрев массивных конструкций осуществляют, как правило, в полях с амплитудным значением напряженности магнитного поля свыше 7500 А/м при частотах в единицы кГц, можно пользоваться имеющимся ВКБ-решением для аналитического расчета мощности, идущей на нагрев поверхности массивного стального тела при заданной величине напряженности магнит-

ного поля. На рис. 2 показан график зависимости приведенного активного сопротивления от амплитудного значения напряженности первой гармоники магнитного поля при 20 °С, построенный по ВКБ методу для диапазона  $H_{1m}$  от 0,01 кА/м до 100 кА/м, что значительно превышает значения величин  $H_{1m}$ , до которой были сняты экспериментальные зависимости в работе [11]. При любой другой температуре ниже точки Кюри для определения приведенного активного сопротивления ординаты кривой на рис. 1 и 2 необходимо умножить на величину  $\sqrt{\rho(T)/\rho(20^\circ\text{C})}$ . Зависимости  $\rho(T)$  для различных сталей можно найти в работе [12].

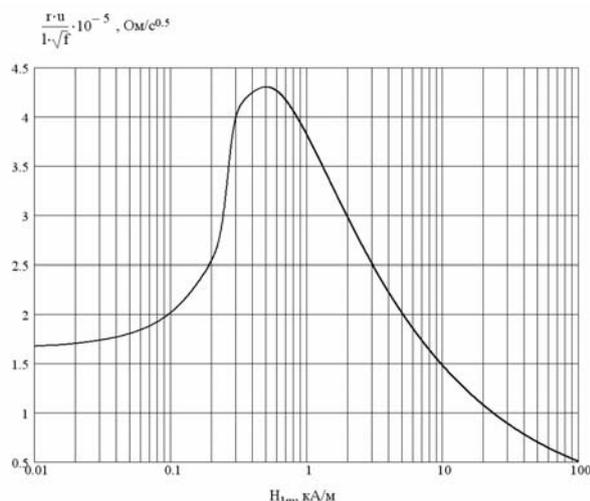


Рис. 2. Зависимость приведенного активного сопротивления  $r \cdot u / (l \cdot \sqrt{f})$  от амплитудных значений напряженности магнитного поля  $H_{1m}$  для стали Ст. 3 при 20 °С (ВКБ-метод)

Как было указано выше, удельные поверхностные потери (мощность нагрева единицы площади) в ферромагнитном полупространстве могут быть найдены по формуле (1). Опираясь на полученное ВКБ-решение, выражение (1) можно переписать в виде:

$$p_s = k_R(H_{1m}) \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \mu_1(H_{1m})}{2 \cdot \gamma}} \cdot \frac{H_{1m}^2}{2} = \sqrt{\pi \cdot \rho \cdot f \cdot \mu_1(H_{1m})} \cdot k_R(H_{1m}) \cdot \frac{H_{1m}^2}{2}, \quad (9)$$

в котором значение  $H_{1m}$  берется на поверхности среды.

С учетом того, что удельное сопротивление ферромагнитного материала зависит от температуры, получаем окончательное выражение для удельных потерь в ферромагнитном материале:

$$p_s(T, f, H_{1m}) = \sqrt{\pi \cdot \rho(T) \cdot f \cdot \mu_1(H_{1m})} \cdot k_R(H_{1m}) \cdot \frac{H_{1m}^2}{2}. \quad (10)$$

Формула (10) позволяет рассчитывать удельные потери в образце из ферромагнитного материала при воздействии электромагнитного поля, и, соответственно, удельную мощность для нагрева данного образца, что позволяет на этапе расчета индукционных систем определять вкладываемую мощность, необходимую для нагрева.

## ВЫВОДЫ

Получившая на основе ВКБ-метода дальнейшее развитие методика расчета удельных потерь в ферромагнитных материалах с учетом их нелинейных магнитных характеристик позволяет на этапе расчета индукционных систем определять необходимую вкладываемую мощность, требуемую для нагрева ферромагнитного материала в сильных магнитных полях при звуковых частотах. На примере конструкционной стали Ст. 3 показано, что зависимость приведенного активного сопротивления от амплитудного значения напряженности магнитного поля, рассчитанная с использованием ВКБ-метода, очень хорошо совпадают с аналогичными экспериментальными значениями. Методика будет полезна специалистам в области теоретической электротехники, электротермии, электрометаллургии и сварки.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Технология электрической сварки металлов и сплавов плавлением / Под ред. акад. Б. Е. Патона. М.: Машиностроение, 1974.– 768 с.
- [2] Слухоцкий А. Е., Рыскин С. Е. Индукторы для индукционного нагрева.– Л.: Энергия,– 1974.– 264 с.
- [3] Индукционный нагрев для сварки и родственных технологий / А.С. Письменный / Под ред. Б.Е. Патона.– К.: ИЭС им. Е.О. Патона, 2005.– 140 с.
- [4] Кравченко А.Н. Краевые характеристики в задачах электродинамики.– К.: Наук. думка, 1989.– 224 с.
- [5] Математические модели для исследования электромагнитного поля в проводящей среде с учетом гистерезиса / А.Б. Кувалдин, М.Л. Струпинский, Н.Н. Хренков, В.А. Шатов // Электричество.– 2005.– № 11.– С. 56-61.
- [6] Ламмеранер И., Штафль М. Вихревые токи.– М.-Л.: Энергия, 1967.– 208 с.
- [7] Туровский Я. Техническая электродинамика.– М.: Энергия, 1974.– 488 с.
- [8] Пентегов И.В. Возможности использования ВКБ-метода при исследовании поверхностного эффекта в ферромагнитных телах // Изв. АН СССР "Энергетика и транспорт".– 1988.– № 1.
- [9] Нейман Л.Р. Поверхностный эффект в ферромагнитных телах.– Л.-М.: ГЭИ, 1949.– 190 с.
- [10] Пентегов И.В., Красножон А.В. Влияние параметров ферромагнитной среды на величину составляющих поверхностного импеданса // Электротехника і електромеханіка.– 2007.– № 2.– С. 65-69.
- [11] Петровский В.Н. Методика и некоторые результаты экспериментального исследования поверхностного эффекта в ферромагнитных телах при звуковых частотах // Труды Ленинградского политехнического института им. М.И. Калинина.– 1966.– № 273.– С. 27-33.
- [12] Пентегов И.В., Петриенко О.И. Метод расчета падения напряжения по длине вылета электрода с учетом нелинейности теплофизических параметров // Автоматическая сварка.– 2002.– № 4.– С. 30-33.

Поступила 31.08.2007

## УЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК КОММУТАТОРОВ ПРИ АНАЛИЗЕ И СИНТЕЗЕ РАЗРЯДНЫХ ЦЕПЕЙ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ИСПЫТАТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Петков А.А., к.т.н., с.н.с.

Научно-исследовательский и проектно-конструкторский институт "Молния" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт"

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

тел./факс (057) 707-62-80, E-mail: alexp@kpi.kharkov.ua

*У роботі розглянуті питання аналізу та синтезу розрядних кіл високовольтних імпульсних випробувальних пристроїв з урахуванням нелінійності коммутатора. Наведені аналітичні співвідношення, що враховують вольт-секундну характеристику, представлену спадаючою експонентною залежністю.*

*В работе рассмотрены вопросы анализа и синтеза разрядных цепей высоковольтных импульсных испытательных устройств с учетом нелинейности коммутатора. Приведены аналитические соотношения, учитывающие вольт-секундную характеристику, представленную спадающей экспоненциальной зависимостью.*

### ВВЕДЕНИЕ

**Постановка проблемы.** Высоковольтные импульсные испытательные устройства (ВИИУ), используемые для имитации различных импульсных воздействий, имеющих место при эксплуатации технических средств, включают в состав разрядной цепи коммутирующие элементы. Последние при определенных соотношениях параметров разрядной цепи, нагрузки и параметров импульсного воздействия, являются основным элементом, определяющим качество функционирования ВИИУ в целом. Так при разработке ВИИУ, имитирующих импульсные воздействия с временем нарастания до максимального значения порядка микросекунд и менее необходимо учитывать вольт-секундную характеристику (ВСХ) коммутатора, которая в этом случае может существенно влиять на форму генерируемого импульсного воздействия. При проектировании ВИИУ необходим также учет ВСХ технологических разрядных промежутков, которые входят в состав объектов испытания.

**Анализ публикаций.** Подробный анализ влияния характеристик коммутаторов, представимых импульсной дугой в газах при давлении выше атмосферного на параметры импульса тока, приведен в [1]. Результаты этого анализа показывают, что напряжение на межэлектродном промежутке на начальной стадии разряда емкостного накопителя энергии на RL – цепь может быть описано следующим выражением

$$u(t) = \begin{cases} U_G, & t = 0; \\ U_G \cdot e^{-Q \cdot t}, & t > 0. \end{cases} \quad (1)$$

где  $u(t)$  – напряжение на коммутаторе;  $U_G$  – зарядное напряжение ВИИУ;  $Q$  – постоянная времени спада напряжения на коммутаторе.

Постоянная времени  $Q$  зависит от вида газовой среды, ее давления и напряженности электрического поля между электродами в момент начала разряда.

Как показывает анализ литературных данных [1-4], несмотря на все многообразие типов коммутаторов, используемых в разрядных цепях ВИИУ и технологических разрядных промежутков, для целей анализа их ВСХ с той или иной степенью точности могут быть представлены в виде (1).

Так ВСХ тригатронов, работающих при атмосферном давлении, приведенные в [2], имеют  $Q = 1 \cdot 10^4 \dots 1 \cdot 10^6 \text{ с}^{-1}$ . Для разрядников под давлением

постоянная времени спада составляет  $Q = 1 \cdot 10^7 \text{ с}^{-1}$  и более [1]. Для технологических разрядных промежутков, расположенных при различных давлениях в аргоне, гелии и масле  $Q = 8 \cdot 10^4 \dots 1,5 \cdot 10^5 \text{ с}^{-1}$  [3, 4].

На данный момент достаточно полно рассмотрено влияние разрядных промежутков на энергетический баланс в разрядном контуре (например, [1, 3]) и процесс нарастания импульса тока (например, [1]). Однако вопросы анализа формы генерируемого импульса тока и синтез разрядных цепей ВИИУ с разрядным промежутком не нашли должного отражения в литературе.

**Целью** настоящей работы является вывод аналитических соотношений, позволяющих проводить анализ и синтез разрядных цепей ВИИУ с учетом ВСХ разрядных промежутков.

### МАТЕРИАЛЫ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

Рассмотрим ВИИУ, эквивалентная электрическая схема которого в процессе разряда имеет вид одноконтурной цепи, показанной на рис. 1, в которой коммутатор представлен идеальным разрядником ( $Q = \infty$ ) и нелинейным элементом, с параметрической характеристикой вида (1).

Используя аппарат операторного исчисления [5], можно показать, что в этом случае имеют место следующие соотношения.

Если выполняется условие  $R > 2\sqrt{L/C}$ , то ток в нагрузке определяется из соотношения

$$i_H(t) = \frac{U_G \cdot Q}{L} \left[ A \cdot e^{-Q \cdot t} + B \cdot e^{-p_1 \cdot t} - D \cdot e^{-p_2 \cdot t} \right], \quad (2)$$

где  $A = \frac{1}{(-Q - p_1) \cdot (-Q - p_2)}$ ;

$$B = \frac{1}{(-Q - p_1) \cdot (p_2 - p_1)}$$

$$D = \frac{1}{(-Q - p_2) \cdot (p_2 - p_1)}$$

$$p_{1,2} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \frac{1}{L \cdot C}}; \quad C = \frac{C_G}{1 + \frac{C_G}{C_H}}$$

$$R = R_G + R_H; L = L_G + L_H; \alpha = \frac{R}{2L};$$

$U_G$  – абсолютное значение зарядного напряжения емкостного накопителя ВИИУ.

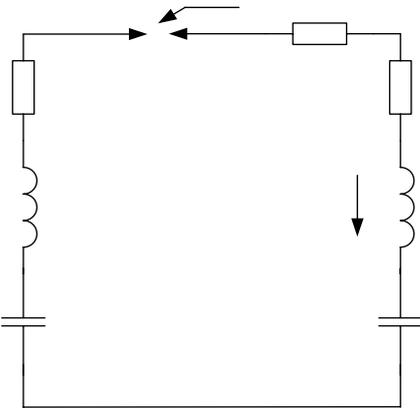


Рис. 1. Эквивалентная схема разрядной цепи ВИИУ типа ГИТ:  $U_G, C_G, L_G, R_G$  – соответственно, зарядное напряжение, емкость, индуктивность и активное сопротивление ГИТ;  $C_H, L_H, R_H$  – соответственно, емкость, индуктивность и активное сопротивление нагрузки;  $F$  – идеальный разрядник;  $u(t)$  – нелинейный элемент

Напряжение на индуктивности нагрузки  $L_H$

$$u_{L_H}(t) = U_G \cdot Q \cdot \frac{L_H}{L} \times \left[ -Q \cdot A \cdot e^{-Qt} - p_1 \cdot B \cdot e^{p_1 t} + p_2 \cdot D \cdot e^{p_2 t} \right] \quad (3)$$

Напряжение на емкости нагрузки  $C_H$

$$u_{C_H}(t) = \frac{U_G \cdot Q}{L \cdot C_H} \times \left[ (1 - e^{-Qt}) \cdot \frac{A}{Q} + (1 - e^{-p_1 t}) \cdot \frac{B}{p_1} + (e^{-p_2 t} - 1) \cdot \frac{D}{p_2} \right], \quad (4)$$

Если выполняется условие  $R = 2\sqrt{L/C}$ , то ток в нагрузке определяется из соотношения

$$i_H(t) = \frac{U_G \cdot Q}{L} \left[ A^2 \cdot e^{-Qt} + (A \cdot t - A^2) \cdot e^{-\alpha t} \right], \quad (5)$$

где  $A = 1/(Q - \alpha)$ .

Напряжение на индуктивности нагрузки  $L_H$

$$u_{L_H}(t) = U_G \cdot Q \cdot \frac{L_H}{L} \times \left\{ \left[ A - \alpha \cdot (A \cdot t - A^2) \cdot e^{-\alpha t} - A^2 \cdot Q \cdot e^{-Qt} \right] \right\}. \quad (6)$$

Напряжение на емкости нагрузки  $C_H$

$$u_{C_H}(t) = \frac{U_G \cdot Q}{L \cdot C_H} \times \left[ \frac{A^2}{Q} \cdot (1 - e^{-Qt}) + A \cdot e^{-\alpha t} \cdot \left( \frac{A - t}{\alpha} - \frac{1}{\alpha^2} \right) + \frac{A}{\alpha^2} - \frac{A}{\alpha} \right]. \quad (7)$$

Если выполняется условие  $R < 2\sqrt{L/C}$ , то ток в нагрузке определяется из соотношения

$$i(t) = \frac{U_G \cdot Q}{L} \left[ A \cdot e^{-\alpha t} \sin(\omega \cdot t + \chi) + B \cdot e^{-Qt} \right], \quad (8)$$

где  $A = \frac{1}{\omega \sqrt{(\alpha + Q)^2 + \omega^2}}$ ;  $B = \frac{1}{(\alpha + Q)^2 + \omega^2}$ ;

$$\chi = -\arctg \frac{\omega}{Q - \alpha}; \quad \omega = \sqrt{\frac{1}{L \cdot C} - \alpha^2}.$$

Напряжение на индуктивности нагрузки  $L_H$

$$u_{L_H}(t) = U_G \cdot Q \cdot \frac{L_H}{L} \cdot \left\{ A \cdot e^{-\alpha t} \times \left[ \omega \cdot \cos(\omega \cdot t + \chi) - \alpha \cdot \sin(\omega \cdot t + \chi) \right] - B \cdot Q \cdot e^{-Qt} \right\}. \quad (9)$$

Напряжение на емкости нагрузки  $C_H$

$$u_{C_H}(t) = \frac{U_G \cdot Q}{L \cdot C_H} \cdot \left\{ \frac{B}{Q} \cdot (1 - e^{-Qt}) + \frac{A \cdot \cos \chi}{\alpha^2 + \omega^2} \times \left[ e^{-\alpha t} \cdot [-\alpha \cdot \sin(\omega \cdot t) - \omega \cdot \cos(\omega \cdot t)] + \omega \right] + \right. \quad (10)$$

$$\left. + \frac{A \cdot \sin \chi}{\alpha^2 + \omega^2} \cdot \left[ e^{-\alpha t} \cdot [-\alpha \cdot \cos(\omega \cdot t) + \omega \cdot \sin(\omega \cdot t)] + \alpha \right] \right\}.$$

Таким образом, соотношения (2)-(10) описывают токи и напряжения на всех элементах нагрузки ВИИУ с учетом ВСХ разрядного промежутка. Их использование обеспечивает возможность проверки правильности принятых схмотехнических решений в процессе проектирования ВИИУ.

Однако, в процессе проектирования ВИИУ, желательно иметь априорную оценку для соотношения параметров разрядной цепи, при которых необходимо учитывать влияние ВСХ разрядных промежутков на параметры импульса тока. Для нахождения такой оценки произведем нормировку выражений для импульса тока.

Можно показать, что если выполняется условие  $r > 2$ , то выражение для тока имеет три экспоненциальных составляющих

$$I(\tau) = q \left[ \frac{e^{-q \cdot \tau}}{(-q - k_1)(-q - k_2)} + \frac{e^{k_1 \cdot \tau}}{(-q - k_1)(k_2 - k_1)} - \frac{e^{k_2 \cdot \tau}}{(-q - k_2)(k_2 - k_1)} \right], \quad (11)$$

где  $I(\tau) = \frac{i(t)}{U_G} \sqrt{\frac{L}{C}}$ ;  $\tau = \frac{t}{\sqrt{L \cdot C}}$ ;  $q = Q \cdot \sqrt{L \cdot C}$ ;

$$r = \frac{R}{\sqrt{L/C}}; \quad k_{1,2} = p_{1,2} \cdot \sqrt{L \cdot C} = \left[ -\frac{r}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{r}{2}\right)^2 - 1} \right].$$

Если выполняется условие  $r < 2$ , то выражение для тока содержит затухающую гармоническую и экспоненциальную составляющие

$$I(\tau) = q \left\{ \frac{e^{-\frac{r}{2} \cdot \tau} \cdot \sin(w \cdot \tau + \alpha^*)}{w \left[ \left( q - \frac{r}{2} \right)^2 + w^2 \right]^{\frac{1}{2}}} + \frac{e^{-q \cdot \tau}}{\left( q - \frac{r}{2} \right)^2 + w^2} \right\}, \quad (12)$$

где  $w = \omega \cdot \sqrt{L \cdot C} = \sqrt{1 - \left(\frac{r}{2}\right)^2}$ ,  $\alpha^* = -\arctg \left( \frac{w}{q - \frac{r}{2}} \right)$ .

Как видно из (11) и (12) нормированный импульс

тока полностью определяется двумя безразмерными параметрами  $q$  и  $r$ . Рассмотрим влияние этих параметров на время нарастания  $T_{H(0,1;0,9)}$ , определяемое как разность времен достижения на фронте импульса тока значений 0,9 и 0,1 от его максимального значения. Его безразмерный аналог, в соответствии с (10), имеет вид

$$\tau_{H(0,1;0,9)} = \frac{T_{H(0,1;0,9)}}{\sqrt{L \cdot C}}$$

тантные по (11) и (12), графики изменения отношения времени нарастания при текущем значении  $q$  ко времени нарастания при  $q = \infty$  (вариант идеального коммутатора) –  $K_1 = \frac{\tau_{H(0,1;0,9)}(q)}{\tau_{H(0,1;0,9)}(\infty)}$ . Как видно из графиков,

величины  $q$  и  $r$  существенно влияют на время нарастания импульса тока и чем больше  $r$ , тем степень влияния возрастает. Таким образом, наиболее существенное влияние нелинейность коммутатора оказывает на время нарастания при токах, описываемых тремя экспоненциальными составляющими.

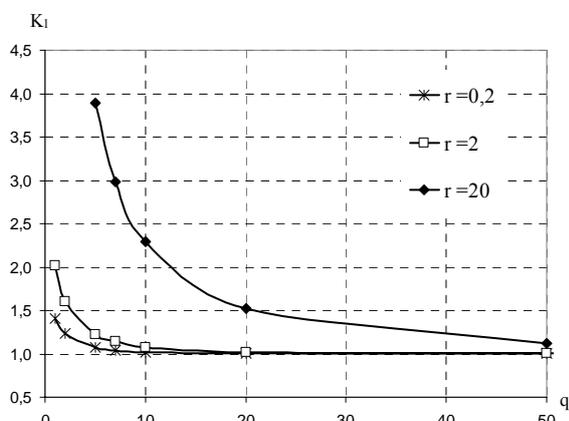


Рис. 2. Влияние ВСХ коммутатора на время нарастания импульса тока

Рассмотрим влияние параметров  $q$  и  $r$  на максимальное значение тока в импульсе  $I_{max}$ . На рис. 3 приведены графики изменения отношения максимального значения тока (нормированного в соответствии с (10)) при текущем значении  $q$  к максимальному значению тока при  $q = \infty$  –  $K_2 = \frac{I_{max}(q)}{I_{max}(\infty)}$ . Как видно из рисунка,

безразмерный параметр  $r$  гораздо слабее влияет на величину максимального значения импульса тока, чем  $q$ .

При проведении испытаний, допуск на временные параметры обычно составляет 30%, на амплитудные – 10%. (например [6]). Этим требованиям соответствуют  $K_1 = 1,3$  и  $K_2 = 0,9$ . Исходя из графиков, приведенных на рис. 2 и рис. 3, взаимосвязь параметров  $q$  и  $r$ , при которых удовлетворяются требованиям к допускам, имеет вид

$$\text{для времени нарастания при } q \geq 3,7 \cdot r^{0,76} \quad (13)$$

значение  $K_1 < 1,3$ ;

$$\text{для максимального значения тока при } q \geq 2,7 \quad (14)$$

значение  $K_2 > 0,9$ .

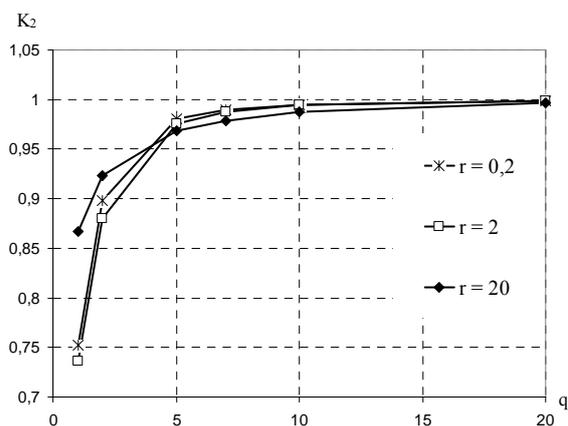


Рис. 3. Влияние ВСХ коммутатора на максимальное значение импульса тока

Таким образом, используя графики, показанные на рис. 2 и рис. 3, а также соотношения (13) и (14), можно получить априорную оценку влияния ВСХ разрядных промежутков на параметры импульса тока.

Одной из основных задач, возникающих при проектировании ВИИУ, является синтез разрядной цепи при заданных параметрах источника импульсной энергии, форме импульса тока и нагрузки. Как известно [11], данная задача не имеет однозначного решения. Рассмотрим один из вариантов синтеза разрядной цепи ВИИУ при учете ВСХ разрядного промежутка с использованием формирующего двухполюсника (ФД).

Можно показать, что в схеме, приведенной на рис. 4а могут быть сформированы импульсы тока  $m$ -го порядка, операторное изображение которых имеет вид

$$i(p) = \frac{\sum_{k=0}^{m-3} p^k \cdot A_k}{\sum_{k=0}^m p^k \cdot B_k} \quad (13)$$

где  $m \geq 3, A_k, B_k > 0$

В частности такое описание имеют импульсы тока, протекающие по электрическим цепям здания при поражении молнией молниеприемника, подключенного к заземлителю этого здания [7, 8].

Коэффициенты  $A_k, B_k$  операторного изображения тока для различных временных зависимостей могут быть вычислены по соотношениям, приведенным в [9, 10].

Используя операторный метод расчетов электрических цепей [5], можно показать, что операторное сопротивление формирующего двухполюсника имеет вид

$$Z_{FD} = \frac{\sum_{k=0}^m p^k \cdot W_{0,k}}{\sum_{k=1}^{m-1} p^k \cdot V_{1,k}} \quad (14)$$

где

$$W_{0,k} = U_G \cdot C_G \cdot Q \cdot B_k - \sum_{i=0}^{m-3} A_i \cdot \Theta_j - \sum_{i=0}^{m-3} Q \cdot A_i \cdot \Theta_j,$$

$$k = 0, m,$$

$$\Theta_0 = 1; \Theta_1 = R \cdot C_G; \Theta_2 = L \cdot C_G.$$

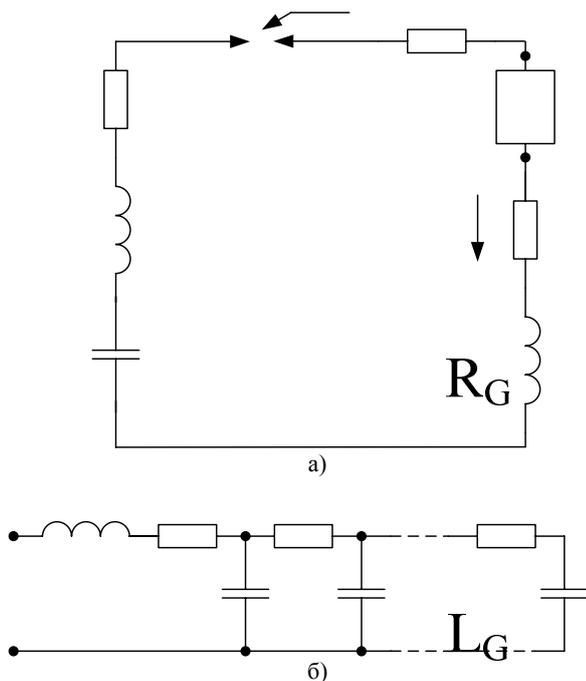


Рис. 4. Эквивалентная схема разрядной цепи ВИИУ с формирующим двухполюсником:

$U_G, C_G, L_G, R_G$  – соответственно, зарядное напряжение, емкость, индуктивность и активное сопротивление ВИИУ;  $C_H, L_H, R_H$  – соответственно, емкость, индуктивность и активное сопротивление нагрузки;  $F$  – идеальный разрядник;  $u(t)$  – нелинейный элемент;  $Z_F$  – формирующий двухполюсник;  $L_G, R_1 - R_S, C_1 - C_S$  – элементы формирующего двухполюсника

Разложение операторного сопротивления в непрерывную дробь [11] позволяет представить ФД цепочечной схемой, показанной на рис. 4б, причем количество звеньев этой схемы равно  $s = m - 1$ .

Соотношения для определения величины формирующих элементов имеют вид

$$F_{L_0} = \frac{W_{0,m}}{V_{1,m-1}}; R_j = \frac{W_{j,m-j}}{V_{j,m-j}} u(t) = \frac{V_{j,m-j}}{W_{j+1,m-j-1}}, \quad (15)$$

где  $j = \overline{1, m-1}$ .

Коэффициенты в выражениях (15) определяются по рекуррентным соотношениям

$$W_{j,k} = W_{j-1,k} - W_{j-1,m-j+1} \cdot \frac{V_{j-1,k}}{V_{j-1,m-j+1}}; \quad Z_F$$

$$j = \overline{2, m}; k = \overline{1, m-j}; W_{1,k} = W_{0,k} - W_{0,m} \cdot \frac{V_{1,k-1}}{V_{1,m-1}};$$

$$k = \overline{2, m-1}; W_{j,0} = W_{0,0}; j = \overline{1, m}; W_{1,1} = W_{0,1}; \quad b$$

$$V_{j,k} = V_{j-1,k} - V_{j-1,m-j+1} \cdot \frac{W_{j,k-1}}{W_{j,m-1}}; \quad R_H$$

$$j = \overline{2, m-1}; k = \overline{1, m-j};$$

$$V_{1,1} = Q \cdot C_G \cdot A_0; V_{1,m-1} = C_G \cdot A_{m-3};$$

$$V_{1,k} = C_G \cdot (Q \cdot A_{k-1} + A_{k-2}); k = \overline{2, m-2}, m \geq 4.$$

Значения коэффициентов операторного сопротивления при формировании токов 3 – 7 порядков приведены в табл. 1 – 3.

Таблица 1

$m$	$W_{0,0}^m$	$W_{0,1}^m$	$W_{0,2}^m$	$W_{0,3}^m$
3	$U_G \cdot C_G \cdot Q \cdot B_0 - A_0 \cdot Q \cdot \Theta_0$ <b>a</b> $L_0$	$U_G \cdot C_G \cdot Q \cdot B_1 - A_0 \cdot \Theta_0 - A_0 \cdot Q \cdot \Theta_1$	$U_G \cdot C_G \cdot Q \cdot B_2 - A_0 \cdot \Theta_1 - A_0 \cdot Q \cdot \Theta_2$	$U_G \cdot C_G \cdot Q \cdot B_3 - A_0 \cdot \Theta_2$
4		$W_{0,1}^3 - R_1 \cdot Q \cdot \Theta_0$	$W_{0,2}^3 - A_1 \cdot \Theta_0 - A_1 \cdot Q \cdot \Theta_1$	$W_{0,3}^3 - A_1 \cdot \Theta_1 - A_1 \cdot Q \cdot \Theta_2$
5			$R_2$	$W_{0,3}^4 - A_2 \cdot \Theta_0 - R_S \cdot A_2 \cdot Q \cdot \Theta_1$
6			$W_{0,2}^4 - A_2 \cdot Q \cdot \Theta_0$	$W_{0,3}^5 - A_3 \cdot Q \cdot \Theta_0$
7				

Таблица 2

$m$	$W_{0,4}^m$	$W_{0,5}^m$	$W_{0,6}^m$	$W_{0,7}^m$
3	-	-	$C_1$	$C_2$
4	$U_G \cdot C_G \cdot Q \cdot B_4 - A_1 \cdot \Theta_2$	-	-	-
5	$W_{0,4}^4 - A_2 \cdot \Theta_1 - A_2 \cdot Q \cdot \Theta_2$	$U_G \cdot C_G \cdot Q \cdot B_5 - A_2 \cdot \Theta_2$	-	-
6	$W_{0,4}^5 - A_3 \cdot \Theta_0 - A_3 \cdot Q \cdot \Theta_1$	$W_{0,5}^4 - A_3 \cdot \Theta_1 - A_3 \cdot Q \cdot \Theta_2$	$U_G \cdot C_G \cdot Q \cdot B_6 - A_3 \cdot \Theta_2$	-
7	$W_{0,4}^6 - A_4 \cdot Q \cdot \Theta_0$	$W_{0,5}^5 - A_4 \cdot \Theta_0 - A_4 \cdot Q \cdot \Theta_1$	$W_{0,6}^6 - A_4 \cdot \Theta_1 - A_4 \cdot Q \cdot \Theta_2$	$U_G \cdot C_G \cdot Q \cdot B_7 - A_4 \cdot \Theta_2$

Таблица 3

$m$	$V_{1,1}^m$	$V_{1,2}^m$	$V_{1,3}^m$	$V_{1,4}^m$	$V_{1,5}^m$	$V_{1,6}^m$
3	$Q \cdot C_G \cdot A_0$	$C_G \cdot A_0$	-	-	-	-
4		$C_G \cdot (Q \cdot A_1 + A_0)$	$C_G \cdot A_1$	-	-	-
5			$C_G \cdot (Q \cdot A_2 + A_1)$	$C_G \cdot A_2$	-	-
6				$C_G \cdot (Q \cdot A_3 + A_2)$	$C_G \cdot A_3$	-
7		$C_G \cdot (Q \cdot A_4 + A_3)$	$C_G \cdot A_4$			

Для формирования импульса тока 3-го порядка вида

$$i(t) = \sum_{j=1}^3 a_j \cdot \exp(-b_j \cdot t) \quad (16)$$

можно указать условия, при которых импульс тока может быть сформирован в схеме, приведенной на рис. 2а, по крайней мере, путем увеличения зарядного напряжения

$$\begin{cases} B_2 - Q \cdot B_3 > 0; \\ B_1 - Q \cdot B_2 + Q^2 \cdot B_3 > 0 \\ Q \cdot B_1 - Q^2 \cdot B_2 + Q^3 \cdot B_3 - B_0 > 0 \end{cases} \quad (17)$$

где  $B_0, B_1, B_2, B_3$ , – коэффициенты операторного изображения тока;  $Q$  – постоянная времени спада напряжения на коммутаторе.

В качестве иллюстрации применения описанной методики произведем синтез разрядной цепи для формирования импульса тока, протекающего по электрическим цепям здания при поражении молнией молниеприемника, подключенного к заземлителю этого здания [7, 8] с помощью генератора ГИТ-100, эксплуатируемого на экспериментальной базе НИПКИ "Молния" [12].

*Постановка задачи.* Для генератора ГИТ-100, выполненного на базе ЕНЭ и имеющего собственные параметры  $R_G = 2,68 \text{ Ом}$ ,  $L_G = 1 \cdot 10^{-5} \text{ Гн}$ ,  $C_G = 1,68 \cdot 10^{-4} \text{ Ф}$ ,  $U_G(0) = 1 \cdot 10^5 \text{ В}$ , требуется выбрать параметры ФД таким образом, чтобы в нагрузке с параметрами  $R_H = 1 \text{ Ом}$  и  $L_H = 1 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$  протекал импульс тока, описываемый выражением (16) с следующими значениями коэффициентов  $a_1 = 6,5 \cdot 10^3 \text{ А}$ ,  $a_2 = 6,5 \cdot 10^3 \text{ А}$ ,  $a_3 = -1,3 \cdot 10^4 \text{ А}$ ,  $b_1 = 2,6 \cdot 10^4 \text{ с}^{-1}$ ,  $b_2 = 7,7 \cdot 10^5 \text{ с}^{-1}$ ,  $b_3 = 3,98 \cdot 10^5 \text{ с}^{-1}$ . Для коммутации используется разрядник, имеющий постоянную времени спада напряжения  $Q = 3 \cdot 10^5 \text{ с}^{-1}$ .

Проверка условий (17) показывает возможность формирования импульса тока с заданными параметрами при заданной ВСХ коммутатора. Расчеты, проведенные с использованием исходных данных и соотношений (15), дают следующие значения параметров ФД  $L_0 = 5,68 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$ ;  $R_1 = 11,2 \text{ Ом}$ ;  $C_1 = 8,78 \cdot 10^{-7} \text{ Ф}$ ;  $R_2 = 6,16 \text{ Ом}$ ;  $C_2 = 1,41 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}$ .

Компьютерное моделирование переходного процесса в цепи с рассчитанными параметрами показало удовлетворительное совпадение рассчитанных значений амплитудно-временных параметров импульса тока с заданными.

## ВЫВОДЫ

1. Выведены аналитические выражения для расчета тока и напряжений на элементах нагрузки ВИИУ, которые учитывают ВСХ разрядного промежутка.

2. Получены соотношения между параметрами разрядной цепи ВИИУ, обеспечивающие априорную оценку влияния разрядного промежутка на форму импульса тока.

3. Приведены аналитические соотношения для выбора параметров разрядной цепи с учетом ВСХ коммутатора.

Примененный в работе подход может быть использован для синтеза разрядных цепей ВИИУ, содержащих нелинейные элементы с иными видами характеристик.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Романенко И.Н. Импульсные дуги в газах. – Чебоксары: Чувашское книжное изд-во, 1976. – 136 с.
- [2] Техника больших импульсных токов и магнитных полей / П.Н. Дашук, С.Л. Зайенц, В.С. Комельков и др.; Под ред. В.С. Комелькова. – М.: Атомиздат, 1970. – 472 с.
- [3] Импульсный пробой и разрушение диэлектриков и горных пород / А.А. Воробьев, Г.А. Воробьев, Е.К. Завадовская и др. – Томск: Изд. ТГУ, 1971. – 227 с.
- [4] Шахтагинский Т.И. Некоторые особенности электрического разряда в промежутке с диэлектриком между электродами в инертных газах // Техника высоких напряжений. Труды Московского ордена Ленина энергетического института. Выпуск LXX. – М.: МЭИ, 1968. – С. 161 – 171.
- [5] Конторович М.И. Операторное исчисление и процессы в электрических цепях. – М.: Сов. радио, 1975. – 320 с.
- [6] ГОСТ Р 50932-96 Устойчивость оборудования проводной связи к электромагнитным помехам. Требования и методы испытаний. М.: Изд-во стандартов, 1996. – 15 с.
- [7] Vladimir A. Rakov, Martin A. Uman, Mark I. Fernandez, Carlos T. Mata, Keith J. Rambo, Michael V. Stapleton, Rafael R. Sutil. Direct Lightning Strikes to the Lightning Protective System of a Residential Building: Triggered-Lightning Experiments // IEEE Transactions on Power Delivery. - 2002. - Vol. 17, №. 2. - P. 575 – 586.
- [8] Петков А.А., Колиушко Д.Г. Формирование импульсов тока, сопровождающих грозовую деятельность // Технічна електродинаміка. - 2006. - Ч.4., тем. випуск "Проблеми сучасної електротехніки". – С. 21 – 24.
- [9] Петков А.А. Формирование испытательных импульсов тока сложной формы // Вестник Национального технического университета "Харьковский политехнический институт". Сборник научных трудов. Тематический выпуск: Электроэнергетика и преобразовательная техника. – Харьков: НТУ "ХПИ". - №4. – 2004. – С.22 – 30.
- [10] Петков А.А. Выбор параметров разрядной цепи генератора импульсов тока при разряде на последовательную активно-индуктивную нагрузку // Электротехника. – 1990. - №10. – С. 35 – 36.
- [11] Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники: Учебник для студентов энергетических и электротехнических вузов. – М.: Высш. школа, 1973. – 752 с.
- [12] Баранов М.И., Колиушко Г.М., Колобовский А.К., Кравченко В.И. Комплекс высоковольтного испытательного оборудования экспериментальной базы НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" // Вестник Национального технического университета "Харьковский политехнический институт". – Харьков: НТУ "ХПИ". - №4. – 2004. – С. 3 – 13.

Поступила 05.09.2007

## СТАНДАРТИ "ДСТУ ІЕС" ТА УКРАЇНОМОВНА ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНА ТЕРМІНОЛОГІЯ: ШЛЯХИ ДО ГАРМОНІЗАЦІЇ

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

*Висловлюються дискусійні міркування стосовно шляхів гармонізації національних стандартів з міжнародними. Наводяться аргументи щодо доцільності створення термінологічних довідково-навчальних посібників, побудованих на базі різних частин Міжнародного електротехнічного словника.*

*Высказываются дискуссионные соображения, касающиеся путей гармонизации национальных стандартов с международными. Приводятся аргументы относительно целесообразности создания терминологических учебно-справочных пособий, основанных на базе различных частей Международного электротехнического словаря.*

Важливість коректного застосування понять у цивілізованому суспільстві не піддається сумніву – з термінів та відповідних визначень має починатися будь-який нормативно-правовий документ: закон, угода, стандарт тощо. Але коректне застосування понять є неможливим без наявності їх загальновизначених визначень. Я давно цікавлюсь стандартами, які стосуються мого фаху – електричних апаратів. Особливо мене, як викладача, завжди цікавили термінологічні стандарти, а також розділи термінології в інших стандартах з точки зору застосування стандартизованих термінів та визначень у навчальному процесі. Так склалося, що до 2005 року я користувався лише радянськими ГОСТами, а у тому році до мене потрапили більш десятка новітніх російських стандартів – ГОСТ Р, присвячених комутаційній і захисній апаратурі, а також апаратурі керування. Всі ті стандарти, як там зазначалося, являли собою автентичні переклади відповідних стандартів Міжнародної електротехнічної комісії – МЕК (International Electrotechnical Commission - IEC) і вражали величезним обсягом термінологічних розділів. Переважна більшість термінів та визначень містила посилання на стандарт ІЕС 60050 – Міжнародний електротехнічний словник – МЕС (International Electrotechnical Vocabulary – IEV).

Терміни у російських стандартах не містять оригіналів – тільки російський переклад. Багато з них не стикувалися із звичною для нас термінологією, а подекуди, виявилися просто незрозумілими. Тоді я вирішив роздобути англійський варіант цього словника, принаймні, його частину 441, присвячену комутаційній апаратурі, апаратурі керування та запобіжникам, аби осмислити оригінали термінів та визначень. Не буду описувати, як мені вдалося отримати цей словник – це майже детективна історія (а з січня 2008 року все спростилося – тепер будь-хто може набрати у пошуковиків Інтернету магічне слово "Electropedia" – і весь Словник перед ним, щоправда, тільки англійською та французькою мовами). Зіставивши оригінал з російськомовними перекладами, я помітив значну кількість некоректних (на мій погляд) термінів та визначень у тих перекладах, їх невідповідність оригіналам. Тому я почав перекладати частину 441 Словника на українську мову, виносячи авторський неофіційний переклад на широкий загал через

журнал "Електропанорама" та "Електротехніка і Електромеханіка". Так з'явилася низка статей "Міжнародний електротехнічний словник: українські перспективи", опублікованих у №№ 4, 6, 7-8, 9, 10, 11 за 2007 рік ("Електропанорама"), а також у №№ 2 – 5 за 2007 рік ("Електротехніка і Електромеханіка").

У першій з цих статей я, зокрема, писав: "Дуже цікавим є досвід Російської Федерації, де, починаючи з 1992 року, опубліковано величезну кількість державних стандартів РФ (ГОСТ Р), які є автентичними перекладами відповідних міжнародних стандартів". І трохи далі: "В Україні ж процес створення нових електротехнічних стандартів – аналогів стандартів МЕК, наскільки нам відомо, навіть не стартував". Вимушений визнати, стосовно створення нових електротехнічних стандартів в Україні я припустився брутальної помилки – насправді, процес створення стандартів ДСТУ ІЕС розпочався ще десь з 2003 року, а у 2005 році були введені в дію перші стандарти стосовно електричної апаратури. Вимушений також визнати і другу свою помилку – стосовно цікавого досвіду РФ щодо запровадження міжнародних стандартів. Що тут поробиш – минає час, змінюються погляди. Зараз, після детального ознайомлення з міжнародними та російськими стандартами, я переконаний, що цей досвід, можливо, позитивний для Росії, не слід розглядати як взірєць для нашої країни. Спробую обґрунтувати цю тезу.

Стандарти МЕК не є обов'язковими до застосування виробниками (на відміну від радянських стандартів – ГОСТів, у яких попереджалося, що нехтування ними переслідується законом), але авторитет МЕК є настільки високим, що невідповідність електротехнічної продукції стандартам МЕК наглухо закриває доступ цієї продукції на міжнародний (а подекуди – і на внутрішній) ринок і обов'язковість застосування стандартів МЕК – це питання не юридичне, а економічне. Отже, перехід на міжнародні стандарти є неминучим. Для цього переходу є дві можливості:

1) поступовий перехід на міжнародні стандарти під маркою державних стандартів (написаних державною мовою), які мають бути автентичними перекладами міжнародних та

2) перехід на міжнародні стандарти із застосуванням їх у оригіналі.

Обидві можливості мають певні достоїнства і вади. Перший підхід (мабуть, враховуючи "мономовність" абсолютної більшості населення, у тому числі й технічних спеціалістів) дуже швидкими темпами розвивається в Росії. В Україні цей підхід запозичено, хоча просувається він значно повільніше. Наведемо аргументи проти такого підходу.

- Низька якість перекладу, зробленого не завжди фахівцями (а це ж офіційні документи – згадайте, у ГОСТах містилося нагадування про заборону навіть передрукування їх, не кажучи вже про перекладання), а також швидке старіння перекладених стандартів, які у МЕК періодично оновлюються та доповнюються. Слідкуючи за цим процесом, можна зробити висновок, що навіть ресурсів Росії не вистачає, щоб здійснювати якісні переклади і реагувати на зміни стандартів МЕК.

- Кількість перекладених в Україні на даний час стандартів МЕК є незначно малою частиною навіть не айсберга, а тільки вершини айсберга, з яким можна порівняти загальний обсяг системи стандартів МЕК. Якщо зберегти, або навіть суттєво пришвидшити темп перекладання (наприклад, з 20 стандартів групи IEC 60947 – Low-voltage switchgear and controlgear – за майже п'ять років перекладено і уведено в дію лише два, а з 22 стандартів групи IEC 62771 – High-voltage switchgear and controlgear – не перекладено жодного), то марно розраховувати на появу повного комплексу відповідних якісно перекладених україномовних стандартів у найближчі 20 – 30 років.

Вадою другого підходу, принаймні, у наших умовах є відсутність у технічних спеціалістів практи-

ки роботи з англійськими документами. Здається, що цей недолік не є нездоланим, адже у значно менших країнах, таких як Словенія (близько 3 млн. населення), Словаччина (близько 5 млн.), Македонія (близько 2 млн.), не кажучи вже про Польщу та Чехію, сповідується саме цей підхід. У названих країнах існує сучасне і досить потужне виробництво електричних апаратів, а відсутність перекладених на титульні мови стандартів МЕК цьому виробництву аж ніяк не заважає, скоріш, мабуть, сприяє. Цей підхід, який прокладає шлях інтеграції нашої промисловості у світове технічне співтовариство, напевне, слід запроваджувати і в Україні.

Наведу приклад, який свідчить про хибність підходу до гармонізації національних стандартів з міжнародними шляхом перекладу останніх на українську мову. В Україні величезна кількість підприємств (сотні) займається виробництвом комплектних пристроїв низької напруги. Виробництво будь-якого продукту має регулюватися відповідним стандартом. З 2005 року у нас запроваджено стандарт, який стосується цих пристроїв: ДСТУ ІЕС 60439-1:2003. Устаткування комплектних розподільчих пристроїв низьковольтне. Частина 1. Устаткування, що пройшло випробування типу повністю чи частково. У Росії чинним є відповідний стандарт: ГОСТ Р 51321.1-2000 (МЭК 60439-1-92) Устройства комплектные низковольтные распределения и управления. Часть 1. Устройства, испытанные полностью или частично. Общие технические требования и методы испытаний. У таблиці, що наведена нижче, зіставляються назви стандартів (ІЕС, ДСТУ ІЕС та ГОСТ Р), а також опис сфер їх застосування.

<p><b>IEC 60439-1:1999+A1:2004</b> Low-voltage switchgear and controlgear assemblies. Part 1. Requirements for type-tested and partially type-tested assemblies. General technical requirements and methods of tests</p>	<p><b>ДСТУ ІЕС 60439-1:2003</b> Устаткування комплектних розподільчих пристроїв низьковольтне. Частина 1. Устаткування, що пройшло випробування типу повністю чи частково*</p>	<p><b>ГОСТ Р 51321.1-2000 (МЭК 60439-1-92)</b> Устройства комплектные низковольтные распределения и управления. Часть 1. Устройства, испытанные полностью или частично. Общие технические требования и методы испытаний</p>
<p><b>1.1 Scope and object</b> This International Standard applies to low-voltage switchgear and controlgear ASSEMBLIES (type-tested ASSEMBLIES (TTA) and partially type-tested ASSEMBLIES (PTTA)), the rated voltage of which does not exceed 1 000 V a.c. at frequencies not exceeding 1 000 Hz, or 1 500 V d.c.</p>	<p><b>1.1 Сфера застосування</b> Цей стандарт поширюється на низьковольтні комплектні розподільчі пристрої (далі – низьковольтні КРП), що пройшли випробування типу повністю (далі – КРПп) чи частково (далі – КРПч), номінальні напруги яких не перевищують 1000 В змінного струму на частотах не більше ніж 1000 Гц чи 1500 В постійного струму.</p>	<p><b>1.1 Область применения</b> Настоящий стандарт распространяется на низковольтные комплектные устройства распределения и управления (НКУ), полностью испытанные (прошедшие типовые испытания) – (ПИ НКУ) и частично испытанные (ЧИ НКУ), номинальное напряжение которых не превышает 1000 В переменного тока частотой не более 1000 Гц или 1500 В постоянного тока</p>
<p>This standard applies to ASSEMBLIES intended for use in connection with the generation, transmission, distribution and conversion of electric energy, and for the control of electric energy consuming equipment.</p>	<p>Цей стандарт поширюється на низьковольтні КРП, призначені для генерування, передавання, розподілення та перетворення електричної енергії чи для регулювання устаткування, що споживає електричну енергію</p>	<p>Стандарт распространяется на НКУ управления оборудованием, осуществляющим генерирование, передачу, распределение и преобразование электрической энергии, а также управления оборудованием, потребляющим электрическую энергию.</p>
<p>This standard does not apply to individual devices and self-contained components, such as motor starters, fuse switches, electronic equipment, etc. complying with their relevant standards.</p>	<p>Цей стандарт не поширюється на окремі пристрої та самостійні комплектувальні вироби, такі як: пускачі, плавкі запобіжники, електронне устаткування тощо, які виготовлені за їх власними стандартами.</p>	<p>Настоящий стандарт не распространяется на комплектующие элементы, имеющие собственные оболочки, такие как пускатели, предохранители-выключатели, электронное оборудование и т. д., требования к которым устанавливаются соответствующими стандартами.</p>

\* На титульній сторінці цього стандарту наводиться переклад його назви на російську мову: "Устройства комплектных распределительных устройств низковольтные. Часть 1. Устройства, прошедшие типовые испытания полностью или частично". Якщо погодитися з цим перекладом, то мова у стандарті йде про "устройства устройств".

З таблиці ми бачимо **принципові відмінності** вибраної частини тексту україномовного стандарту від оригіналу. Не торкаючись якості перекладу, зазначимо сутність цих відмінностей.

1. В оригіналі мова йде не про устаткування (у стандарті – **устаткування**) комплектних розподільчих пристроїв, а про комплектні пристрої як такі.

2. В оригіналі мова йде не тільки про комплектні **розподільчі** пристрої, а про комплектні пристрої взагалі, тобто про комплектні розподільчі пристрої (*switchgear assemblies*) та станції керування (*controlgear assemblies* або *control stations* – IEC 441-12-08).

3. В оригіналі зазначено, що стандарт розповсюджується на пристрої **керування** обладнанням (наприклад, двигунами, технологічним обладнанням тощо), а в україномовному тексті мова йде про пристрої для **регулювання** устаткування. Це зовсім різні речі.

4. Зауваження в україномовному тексті про те, що стандарт не розповсюджується на плавкі запобіжники викликає здивування, адже це і так зрозуміло, бо запобіжники не є комплектними пристроями. Але ж у оригіналі мова йде не про запобіжники, а про запобіжники-вимикачі (*fuse switches*), які так само, як і пускачі, є комплектними апаратами. На запобіжники-вимикачі розповсюджується стандарт IEC 60947-3, а на електро-механічні пускачі – стандарт IEC 60947-4-1. Отже, на відміну від українського перекладу, зазначене зауваження в оригіналі виглядає цілком доречно.

5. У назві україномовного стандарту пропущено важливе уточнення, яке в оригіналі виглядає наступним чином: "General technical requirements and methods of tests" – "Загальні технічні вимоги і методи випробувань". Отже, може скластися враження, що мова у цьому стандарті йде про будь-які комплектні пристрої низької напруги. Насправді ж, у стандарті розглядаються лише **загальні вимоги** до всіх комплектних пристроїв і не розглядаються **додаткові вимоги** щодо комплектних пристроїв для розподільчих систем збірних шин (IEC 60439-2), щодо розподільчих пристроїв, встановлених у місцях, доступних для застосування некваліфікованими особами – розподільчих щитків (IEC 60439-3), щодо комплектних пристроїв для будівельних майданчиків (IEC 60439-4), щодо комплектних пристроїв для розподілення енергії у мережах загального доступу (IEC 60439-5). Як бачимо уведення в дію цього стандарту не розв'язує всіх проблем запровадження в Україні міжнародних стандартів щодо комплектних пристроїв низької напруги.

6. Викликає щонайменше подив застосування словосполучення "устаткування, що пройшло випробування типу" при перекладі поняття "type-tested assemblies" (у російському перекладі з ГОСТ Р 51321.1-2000 – це "НКУ, прошедшие типовые испытания"). В оригіналі мова йде (див. IEC 60439-1, 8.1) не про випробування типу, а саме про **типові випробування** – "type tests" (множина!). До речі, Міжнародний електротехнічний словник у частині 151 (IEC 60050-151) визначає поняття "type test" (151-16-16) таким чином: "conformity test made on one or more items representative of the production" (випробування на відповідність, що здійснюються на одному чи декількох виробках, які представляють продукцію).

Ми не маємо можливості докладно проаналізувати весь текст зазначеного державного (!) стандарту, але наведених прикладів, вважаємо, достатньо, щоб стверджувати про низьку якість всього документу. Важливим є інше – як таке могло статися? Відповідь на це запитан-

ня є дуже простою: упорядженням стандарту займалися не фахівці. На сторінці II ДСТУ IEC 60439-1 зазначено, що цей стандарт внесено Харківським науководослідним інститутом метрології (ХДНДІМ) Держстандарту України, Технічним комітетом стандартизації (ТК 63) "Загальні норми і правила державної системи забезпечення єдності вимірювань". Цілком природно, що у цьому технічному комітеті нема і не повинно бути фахівців з комутаційних апаратів і комплектних пристроїв. Тоді виникає питання, навіщо ж ДССУ доручив цю роботу не фаховому технічному комітету і чому той технічний комітет взявся за невластиву йому роботу? І це при тому, що існує інший технічний комітет – ТК 73 "Низьковольтна комутаційна апаратура", у якому за визначенням мають працювати спеціалісти з комутаційних апаратів і комплектних пристроїв і якому, як зазначено на сторінці V, доручено відповідати (!) за цей стандарт.

Ще більш яскравим є інший приклад – стосовно стандартів ДСТУ IEC 60947-4-2 та ДСТУ IEC 60947-6-2. Відповідні міжнародні стандарти входять до групи стандартів IEC 60947, яка налічує 20 стандартів щодо різних комутаційних апаратів та апаратів керування, таких як відмикачі – комутаційні апарати, які здатні відмикати струми коротких замикань (*circuit breakers*), вимикачі (*switches*), роз'єднувачі (*disconnectors*), комбінації із запобіжниками (*fuse combination units*), контактори (*contactors*), пускачі (*starters*), електромеханічні апарати кін керування та комутаційні елементи (*control circuit devices and switching elements – electromechanical control circuit devices*) тощо. Всі ці 20 стандартів мають спільний загальний заголовок (*Low-voltage switchgear and controlgear*) та підзаголовки відповідно до тієї групи апаратів, які розглядаються у тій чи іншій частині. У Міжнародному електротехнічному словнику термін "*Low-voltage switchgear and controlgear*" докладно визначається (IEC 441-11-01). З цього визначення видно, що цей термін стосується комутаційної апаратури і апаратури керування низької напруги (у тому числі й комплектних пристроїв та пов'язаного з ними обладнання). Упорядники ж стандартів ДСТУ IEC 60947-4-2 та ДСТУ IEC 60947-6-2 (з того ж самого ТК 63) переклали цей основоположний та узагальнюючий термін як "*Перемикач і контролер низьковольтні*". Як кажуть, ганьба! Але не все так погано. Такий переклад, зафіксований у державному стандарті, здається, унеможливило переклад інших стандартів цієї групи, зокрема IEC 60947-1, у якому мова йде про **загальні вимоги** до всіх комутаційних апаратів та апаратів керування низької напруги, а також стандарти, що присвячені іншим апаратам (до речі, магнітні пускачі розглядаються не окремо, а у спільно з контакторами в IEC 60947-4-1, а стандарту, присвяченого контролерам у даній групі стандартів взагалі нема). Отже, можна вважати, що упорядники стандартів ДСТУ IEC 60947-4-2 та ДСТУ IEC 60947-6-2 мимовільно закрили шлях подальшого перекладу надзвичайно важливої для вітчизняної електротехнічної промисловості групи стандартів IEC 60947, а також не менш важливої групи стандартів IEC 62271 High-voltage switchgear and controlgear, яка опікується високовольтною комутаційною апаратурою та апаратурою керування. Невже "*high-voltage switchgear and controlgear*" – це "*перемикач і контролер високовольтні*"? А як інакше, адже у державному стандарті (!) зафіксовано, що "*low-voltage switchgear and controlgear*" – це "*перемикач і контролер низьковольтні*". Невже група стандартів (понад 2 000 сторі-

нок) може бути присвячена перемикачу та контролеру? Ця абсурдна ситуація зайвий раз свідчить про те, що підхід до гармонізації національних стандартів з міжнародними, побудований на перекладанні останніх на українську мову, є тупиковим і породить лише низку нових проблем, з якими стикнуться у майбутньому користувачі таких стандартів.

Автор бачить вихід з цього стану у переході на міжнародні стандарти із застосуванням їх у оригіналі. При цьому зацікавлені фахівці мають провести велику роз'яснювальну роботу, у першу чергу щодо міжнародно визнаної термінології. Термінологічні довідково-навчальні посібники з неофіційними перекладами різних частин Міжнародного електротехнічного словника мають сприяти цьому процесу. Як перший крок у цьому напрямку автор пропонує читачам навчально-довідковий посібник "Комутаційна апаратура, апаратура керування, запобіжники: терміни, тлумачення, коментарі", який вийшов у світ в квітні цього року (Харків: Вид-во Талант. – 26 др. арк., наклад 1500 прим.).

Публікація даного посібника розглядається автором як певний внесок у запровадження в національну вищу освіту елементів Болонського процесу, до якого Україна офіційно залучилася 19 травня 2005 року на саміті міністрів вищої освіти європейських країн, який відбувся у Бергені (Норвегія).

Як відомо, на Бергенському саміті міністри зробили дуже важливу заяву щодо прийняття ними *узагальненої структури кваліфікацій для Європейського простору вищої освіти* (*the overarching framework for qualifications in the EHEA*). Зазначена структура кваліфікацій заснована на так званих Дублінських дескрипторах, які складаються з п'яти елементів:

- знання та розуміння (*knowledge and understanding*);
- застосування (*applying*) знань та розуміння;
- формування тверджень (*making judgements*);
- комунікативні навички (*communications skills*);
- навички навчання (*learning skills*).

Хоча Дублінські дескриптори розроблялися їх авторами у першу чергу для пошуку узагальнених описів очікуваних досягнень та здатностей, пов'язаних з кваліфікаціями у кожному з трьох циклів вищої освіти, зазначені п'ять елементів можуть розглядатися, як інструмент опису результатів навчання (*learning outcomes*) з окремих навчальних дисциплін, зокрема з електричних апаратів, у тому числі за допомогою даного посібника.

В основу посібника покладено переклад частини 441 Міжнародного електротехнічного словника (International Electrotechnical Vocabulary. Chapter 441: Switchgear, controlgear and fuses), де наводяться основоположні терміни та відповідні визначення щодо комутаційної апаратури, апаратури керування та запобіжників (розділи 1 – 8). У наступних розділах наводяться специфічні терміни, визначення та позначення характеристик, які наводяться у стандартах, присвячених окремим групам комутаційних апаратів, апаратів керування та запобіжників (розділи 9 – 17), а також термінологія щодо ступенів захисту, що забезпечуються оболонками зі стандарту IEC 60529 (розділ 18), посилення на який містяться в усіх стандартах, що стосуються електричної апаратури. Окремий розділ присвячено стандартизованим правилам маркування виводів комутаційних апаратів та апаратів керування (розділ 19), а в останньому розділі (розділ 20) наводяться вибрані положення, терміни та визначення з директив ISO/IEC щодо процедур

створення термінології (ISO/IEC Directives: Supplement – Procedures specific to IEC). Наприкінці посібника розташовані абеткові покажчики англomовних (з розташованими поруч українськомовними) та українськомовних (з розташованими поруч англomовними) термінів з розділів 1 – 19. Терміни з розділу 20 не внесені до покажчиків, оскільки вони не мають прямого відношення до електричної апаратури. Автор сподівається, що вихід в світ цього посібника буде сприяти прискоренню просування на вітчизняних теренах міжнародно визнаної термінології у науково-технічний обіг та навчальний процес.

Даний посібник не є підручником з електричних апаратів, тому марно розраховувати знайти у ньому ознаки усіх елементів Дублінських дескрипторів. У першу чергу він має сприяти набуттю *комунікативних навичок* стосовно електричної апаратури з точки зору міжнародної термінології, позначень, маркування тощо. Наявність докладних коментарів до термінів та визначень з великою кількістю ілюстрацій сприятиме набуттю *знань та розуміння*, пов'язаних з апаратами комутації, керування та захисту низької, середньої та високої напруги, їх призначенням та галузями застосування, вимогами до них, умовами та режимами роботи, їх основними характеристиками. Автор сподівається також, що вихід у світ цього посібника сприятиме удосконаленню *навчальних навичок* у тих, хто прагне до навчання впродовж життя. Отже, цей посібник, орієнтований на студентів електротехнічних спеціальностей вищих навчальних закладів, буде корисним для викладачів і аспірантів, які зацікавлені у застосуванні сучасної міжнародної електротехнічної термінології, а також для інженерно-технічних працівників промислових підприємств та менеджерів електротехнічних компаній, які стикаються у своїй практичній діяльності з сучасною електричною апаратурою.

Автор висловлює щиро подяку рецензентам посібника: проф. Загірняку М.В., проф. Шумилову Ю.А. та проф. Соскову А.Г., колегам та друзям за цінні зауваження щодо тексту посібника.

Автор щиро вдячний компаніям АББ, Лтд та Легранд Україна за фінансову підтримку видання посібника, інформаційному спонсорів видання – журналу "Електропанорама", а також фірмі "Тетра, Ltd", яка поклала на себе обов'язки з розповсюдження накладу та на сайті якої ([www.tetra.kharkiv.com](http://www.tetra.kharkiv.com)) розміщена інформація щодо придбання посібника. Цю ж інформацію можна отримати за телефонами: (057) 714 38 38 та (057) 720 22 13.

Автор буде також вдячний усім, хто висловить свої зауваження та побажання щодо змісту посібника, які можна направляти на адресу: Україна, м. Харків, вул. Фрунзе, 21, НТУ "ХП", кафедра електричних апаратів, проф. Клименко Б.В., або по e-mail: [kbv@kpi.kharkov.ua](mailto:kbv@kpi.kharkov.ua) та [b.v.klymenko@mail.ru](mailto:b.v.klymenko@mail.ru).

Надійшла 30.01.2008



## Список авторів

### Б

Бабушанов Алексей Викторович.....	21
Баранов Михаил Иванович.....	59
Болюх Владимир Федорович.....	5
Бугайчук Виктор Михайлович.....	15

### В

Варфоломеев Алексей Алексеевич.....	31
Василец Татьяна Ефимовна.....	31
Васьковский Юрий Николаевич.....	11

### Г

Гайденко Юрий Антонович.....	11
Гречко Александр Михайлович.....	15
Гринь Геннадий Михайлович.....	25

### Д

Дегтев Владимир Григорьевич.....	21
----------------------------------	----

### З

Заблодский Николай Николаевич.....	25
------------------------------------	----

### К

Квасов Виктор Алексеевич.....	25
Клименко Борис Владимирович.....	73
Козырский Владимир Викторович.....	42
Красножон Андрей Васильевич.....	64
Красовский Павел Юркевич.....	29
Кузнецов Борис Иванович.....	31
Кузьменко Иван Сергеевич.....	48

### Л

Лелюк Николай Анатольевич.....	35
Лупиков Валерий Сергеевич.....	35
Лучук Владимир Феодосьевич.....	5
Лущик В'ячеслав Данилович.....	39

### М

Марков Александр Михайлович.....	5
Мишин Владимир Иванович.....	42
Мороз Володимир Іванович.....	45

### П

Пентегов Игорь Владимирович.....	64
Петков Александр Александрович.....	68
Пуйло Глеб Васильевич.....	48

### Р

Рымар Сергей Владимирович.....	64
--------------------------------	----

### С

Ставинский Андрей Андреевич.....	53
Ставинский Ростислав Андреевич.....	53

### Т

Тонгалюк Василий Васильевич.....	48
----------------------------------	----

### Ф

Филатов Максим Анатольевич.....	25
---------------------------------	----

### Х

Харчишин Богдан Михайлович.....	45
---------------------------------	----

### Ц

Цыпленков Дмитрий Владимирович.....	29
-------------------------------------	----

### Ч

Чуенко Роман Николаевич.....	42
------------------------------	----

### Щ

Щукин Игорь Сергеевич.....	5
----------------------------	---

# Abstracts

## Electrical Mashines and Apparatus

*Bolyukh V.F., Markov A.M., Luchuk V.F., Shchukin I.S.*

### **Device for computer information security from unauthorized access on the basis of an induction-dynamic motor**

The concept of a protection device for computer information security from unauthorized access developed on the basis of an induction-dynamic motor with electronic control is introduced. The motor operation particularities under free initial acceleration and the following abrupt deceleration of the armature, which results from interaction striker with computer hard disk, are revealed. The device design is worked out, its experimental studies and tests conducted.

*Key words* – **computer information, induction-dynamic motor, hard disk of the computer, device design.**

*Vas'kovskiy Yu.N., Gaidenko Yu.A.*

### **Relativity principle and choice of coordinate system for electromagnetic field analysis in electric machines**

By the example of an induction squirrel-cage motor with massive rotor bars, a problem of optimal coordinate system for formulating and solving active-zone electromagnetic field equations is analyzed.

*Key words* – **induction squirrel-cage motor, active-zone electromagnetic field equations, optimal coordinate system choice.**

*Grechko A.M., Bugajchuk V.M.*

### **Studies and calculation of magnetic core dimensions for a single-contact magnetic latch electromagnet**

Studies and calculation of linear dimensions of the magnetic core of an electromagnetic drive with a single-contact magnetic latch for a medium-voltage vacuum circuit-breaker are performed.

*Key words* – **electromagnet magnetic core, single-contact magnetic latch, linear dimensions, medium-voltage vacuum circuit-breaker.**

*Degtev V.G., Babushanov A.V.*

### **Contactless combined synchronous generator designing**

Peculiarities of contactless combined synchronous machines are explored. Specific problems arising during the machines designing are described. Research that allows specifying a technique of electromagnetic calculation of such machines is carried out. An algorithm is developed, and based-on-it software that allows carrying out automated designing of synchronous nonsalient-pole machines with a combined magnetic system is created.

*Key words* – **contactless combined synchronous machines, electromagnetic calculation, software for automated designing.**

*Zablodskiy N.N. Filatov M.A., Kvasov V.A., Grin G.M.*

### **5 Transients in polyfunctional electrothermal mechanical converters of technological application**

Results of experimental research into transients of multifunctional electrothermal mechanical converters of technological application are given.

*Key words* – **electrothermal mechanical converter, technological application, experimental research.**

*Krasovskiy P.Yu., Tsypfenkov D.V.*

### **11 A protection device against electric power thefts**

An electric power theft protector preventing intervention in quantity-meter operation is presented.

*Key words* – **protection device, electric power theft, induction meters.**

*Kuznetsov B. I., Vasilets T.E., Varfolomeev A.A.*

### **15 Development of a neuro-system of guidance and stabilizing for light-armored machines armament**

A schematic diagram of an armament guidance and stabilizing system with a neurocontroller is developed. The model takes into account external disturbances acting on the armament, moments of dry friction on the engine and operating mechanism shaft, as well as clearance between the master and the driven gear teeth. Considering the cinematic adapter unit elasticity, the mechanic part is implemented as a two-mass system. Computer simulation of the neuro-system and the system dynamic characteristics analysis are performed.

*Key words* – **Neurocontroller, neuro-system, armament guidance and stabilizing neuro-control system.**

*Lejduk N.A., Lupikov V.S.*

### **21 Research into vibration in mechanical systems on the basis of their analogy with electric equivalent circuits**

Principles of an equivalent circuit method for researching vibrations in a mechanical system are considered for contacts of a switching electric device. A parameter determination algorithm for contact movement transient during vibration is introduced.

*Key words* – **switching electric device, contacts, vibration, parameter determination.**

*Lushik V.D.*

### **31 Direct current electrical machines with a new electromagnetic excitation system**

A new system of electromagnetic excitation for direct current machines is considered. Data of experimental research are presented.

*Key words* – **direct current motor, excitation, implicit-pole, stator, armature.**

*Mishin V.I., Kozirsky V.V., Chuenko R.N.*  
**A technique for induction motor characteristics calculation**

A calculation technique for a compensated induction motor adjusted for magnetizing contour resistance change during the motor operation is introduced.

*Key words* – induction motor, reactive power compensation, magnetizing contour resistance.

*Moroz V.I., Harchishin B.M.*  
**A numerical and analytical method of electromechanical system analysis**

The paper introduces a numerical and analytical method of analyzing transient processes in electromechanical systems, the method based on approximation of a convolution integral with nonzero entry conditions. The method advantages are demonstrated via computer simulation of contactless DC motor start-up transients.

*Key words* – electromechanical system, transients analysis, numerical and analytical method, contactless DC motor start-up simulation.

42 *Puilo G.V., Kuzmenko I.S., Tongaluk V.V.*  
**State-of-the-art trends in distribution transformers perfection**

Tendencies of development of innovation means and technical solutions as for distribution transformers improvement are considered.

*Key words* – transformer, power station, anisotropic steel, magnetic system, winding, improvement, trends.

*Stavinsky A.A., Stavinsky R.A.*  
45 **Classification of structures and elements of electromagnetic systems of electromechanical and induction static converters**

Variants of classification of structures and elements of electromagnetic systems of electromechanical and induction static converters, as well as directions of electrical machine improvement on the basis of spatial structures of their active part, are introduced.

*Key words* – classification, structure, generating surfaces, radial, axial, spatial core, winding, hexahedral, improvement.

## Electrical Engineering: Theory

*Baranov M.I.*

**Field and circuit formulation of the fundamental problem about transmission of electromagnetic energy in a "metallic wire – conducting ground" system with alternative electric current**

On the basis of classical electrodynamics and theoretical electrical engineering, equivalence of field and circuit formulations of an electromagnetic energy transmission problem for a «metallic wire – conducting ground» system with alternative conduction current is shown. In terms of quantum mechanics and electrodynamics, it is explicitly shown that in the given system electromagnetic energy is transmitted only by electromagnetic energy flux in the insulating space between the wire and the ground.

*Key words* – electromagnetic energy transmission, field and circuit formulation, metallic wire, conducting ground, alternative electric current.

59 *Pentegov I.V., Rymar S.V., Krasnozhan A.V.*  
64 **Calculation of specific losses in ferromagnetic materials at high frequencies with allowance for nonlinearity of magnetic characteristics of the environment**

On the basis of WKB approximation, a technique for calculation of specific losses in ferromagnetic materials at high frequencies adjusted for their magnetic characteristics nonlinearity is improved. As an example, dependences of reduced active resistance from peak magnetic field strength for structural steel No 3 are given. The technique will be useful for specialists in the field of theoretical electrical engineering, electrothermics, electrometallurgy, and welding.

*Key words* – ferromagnetic materials, magnetic field, specific loss calculation technique, WKB approximation.

## High Electrical and Magnetic Field Engineering

*Petkov A.A.*

**Allowance for switchboard characteristics under analysis and synthesis of discharge circuits of high-voltage pulse test devices**

In the work, problems of analysis and synthesis of discharge circuits of high-voltage pulse test devices are considered adjusted for

68 nonlinearity of switchboards. Analytical relations taking into account a volt-second characteristic represented by a declining exponential dependence are presented.

*Key words* – high-voltage pulse test device, discharge circuit, switchboard nonlinearity, analysis, synthesis.

## Information

*Klimenko B.V.*

**IES standards and Ukrainian electrical engineering terminology: ways to harmonization**

Discussion considerations concerning ways of national standards harmonization with international standards are presented. Arguments

73 for expediency of creating terminology teaching and reference aids based on various parts of International Electrical Dictionary are introduced.

*Key words* – terminology harmonization, international standards, terminology teaching and reference aids, discussion.

## 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.

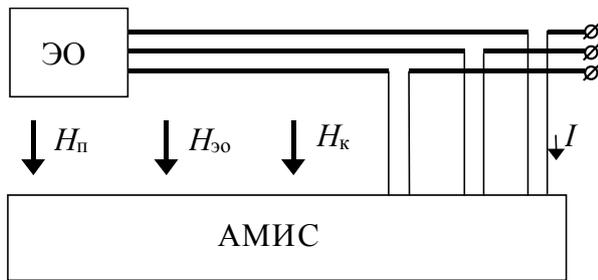


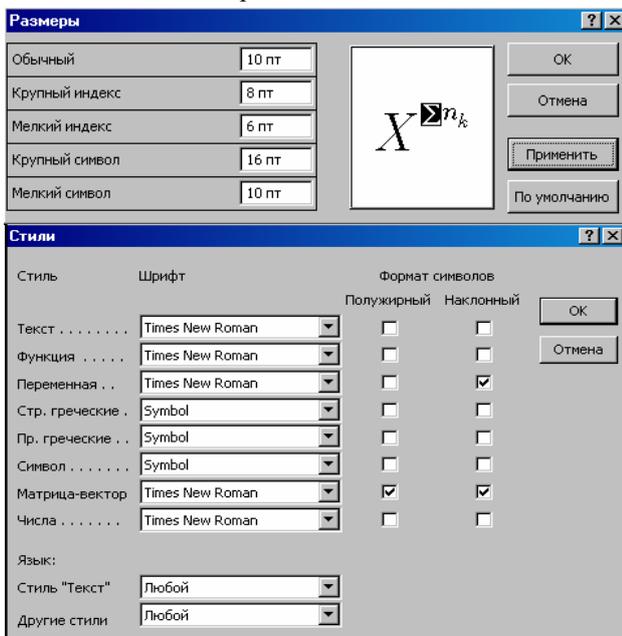
Рис.1. Функціональна схема пристрою

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 02.07.2008

або

Надійшла 02.07.2008

Матеріали приймаються за адресою:

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

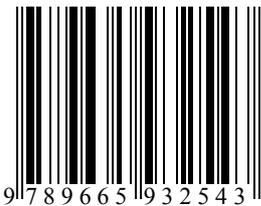
Електронні варіанти матеріалів по E-mail: [kbv@kpi.kharkov.ua](mailto:kbv@kpi.kharkov.ua) [eie@kpi.kharkov.ua](mailto:eie@kpi.kharkov.ua)

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*  
**2008'2**

ISBN 966-593-254-3



Технічне редагування:

Смельянов Вадим Леонідович

т. (057)707-69-76

E-mail: [evl@kpi.kharkov.ua](mailto:evl@kpi.kharkov.ua)

Секретар редакції:

Злуніцина Наталя Ростиславівна

т. (057)707-62-81

E-mail: [seb@kpi.kharkov.ua](mailto:seb@kpi.kharkov.ua)

Підписано до друку 01.04.2008 р.

Формат 60 × 90 1/8. Папір Prima Copy

Друк - офсетний. Ум. друк. арк. 10,3.

Наклад 300 прим. 1-й завод - 122. Зам. № 478. Ціна договірна.

---

НТУ "ХПІ". 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

---

КП Друкарня №13. 61002, Харків, вул. Артема, 44

---