



---

*Електротехніка і Електроомеханіка*

*Электротехника и Электромеханика*

*Electrical engineering & Electromechanics*

---

**2005'2**



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

**EIE** Щоквартальний науково-практичний журнал **2005'2**

**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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

**Михайлов В.М.** д.т.н., професор 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, завідувач кафедри світлотехніки і джерел світла ХНАМГ, Харків

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

**АДРЕСА РЕДКОЛЕГІЇ**

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

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

# ЗМІСТ

## *Електротехніка: Визначні події. Славетні імена*

Боев В.М.	ЭДС само- и взаимной индукции с точки зрения концепции "электротонического состояния"	5
-----------	---	---

### *Електричні машини та апарати*

Бранспиз Ю.А., Пшеничный А.Н.	Аналитический расчет тягового усилия броневых электромагнитов с конусным якорем	8
Вербовой А. П.	Методика определения электромагнитных параметров и плотности тока в обмотках роторов асинхронных двигателей	11
Гетя А.Н., Финкельштейн В.Б.	Расчет характеристик вентильных электродвигателей с учетом переходных процессов	15
Канюк Г.И., Шуванов А.Н., Близниченко Е.Н.	Общие принципы математического моделирования рабочих процессов и элементов электронно-гидравлических следящих систем	19
Клименко Б.В., Гречко А.М. Бугайчук В.М.	Опытный образец двухпозиционного электромагнитного привода вакуумного выключателя среднего напряжения	23
Кузьмин В.В.	Проблемы современной электротехники на пути создания новых источников энергии	28
Ларин А.М., Ткаченко А.А., Ларина И.И.	Определение электромагнитных параметров обмотки возбуждения синхронного генератора из опытов внезапного трехфазного короткого замыкания	32
Лашко Ю.В., Чорний О.П.	Система захисту асинхронних двигунів з регульованою уставкою відключення	35
Лущик В.Д.	Асинхронні двигуни з фазними роторами з каскадними властивостями при пуску	39
Пуйло Г.В., Трищенко Е.В.	Обобщенная математическая модель для синтеза и анализа силовых трансформаторов со слоевыми обмотками	42
Рассальский А.Н.	Система мониторинга и управления силовых трансформаторов	46
Сендерович Г.А.	Автоматическое определение вида короткого замыкания и особой фазы	51
Чепелюк А.А.	Оптимизация параметров электромагнитных систем с поперечным движением якоря и ферромагнитными шунтами в рабочих зазорах	55
Щапов П.Ф.	Оптимизация пространства информационных параметров при эксплуатационном контроле процессов старения трансформаторных масел	59

### *Техніка сильних електричних та магнітних полів*

Баранов М.М., Баранов М.И.	Квантовомеханическая модель поглощения электромагнитных волн проводником и явление его электрического взрыва	63
Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Черногор Т.Т.	Диффузионные процессы при «раздаче» трубчатых заготовок в магнитно-импульсной обработке металлов	72
Золотарев В.М., Антонец Ю.А., Гурин А.Г., Щебенюк Л.А., Голик О.В.	Исследование корреляции электрических и механических параметров двойной изоляции эмальпроводов	78

## Теоретична електротехніка

Крюкова Н.В., Гелярская О.А., Данько В.Г., Лупиков В.С., Середа А.Г.	Методика определения магнитного момента рамочной конструкции электротехнического устройства	81
Себко В.П., Жулидов А.О., Филоненко Д.В.	Погрешности трёхпараметровых измерений двухчастотным контактным электромагнитным методом	87
Себко В.П., Пуцай И.А.	К расчету электромагнитных параметров проводящего стержня с продольным током	91

## Електричні станції

Вороновский Г.К., Покалицын С.Н., Орловский И.В.	Потенциал экономии электрической энергии цеха химводоочистки Харьковской ТЭЦ-5	93
--	--	----

## Зміст освіти за напрямами підготовки "Електротехніка" і "Електромеханіка"

Бусел Н.П., Писарик В.В., Сасин А.В., Михальцов А.П.	Универсальный лабораторный комплекс с компьютерным обеспечением - базовый элемент электротехнической подготовки инженера	98
---	--	----

## Інформація

SIEMA'2005	Міжнародний симпозіум	101
<b>Список авторів</b>		<b>102</b>
<b>Abstracts</b>		<b>103</b>
<b>Вимоги</b> до оформлення статей і інформаційних матеріалів у науково-практичному журналі «Електротехніка і електромеханіка»		<b>116</b>

## ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

Науково-практичний журнал "Електротехніка і Електромеханіка" – підписне видання. Починаючи з 2006 року, журнал буде виходити шість раз на рік. Вартість підписки 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. Підписний індекс: 01216.

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

## ЭДС САМО- И ВЗАИМОИНДУКЦИИ С ТОЧКИ ЗРЕНИЯ КОНЦЕПЦИИ "ЭЛЕКТРОТОНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ" ФАРАДЕЯ

Боев В.М., д.т.н., проф.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

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

тел. (057) 707-69-61

*В статье предпринята попытка объяснить физический смысл процесса само- и взаимоиנדукции на основе понимания векторного потенциала, как "эквивалента току электричества". Посвящена 175-летию первой серии "Экспериментальных исследований по электричеству" Майкла Фарадея.*

*У статті зроблена спроба пояснити фізичне значення процесу саме- і взаємоіндукції на основі розуміння векторного потенціалу, як "еквівалента струму електрики". Присвячена 175-річчю першої серії "Експериментальних досліджень по електриці" Майкла Фарадея.*

*К 175-летию первой серии  
"Экспериментальных исследований  
по электричеству" Майкла Фарадея.*

Существует две точки зрения, два подхода к научному познанию законов природы. Назовем их условно – математическим и физическим. Первый нашел свое отражение в высказываниях таких ученых, как Галилей – "Книга Природы написана на языке математики", Дирак – "Можно сказать, что бог является математиком весьма высокого класса и в своем построении вселенной он пользовался весьма сложной математикой" [1], Гейзенберг – "... обычный язык не позволяет однозначно описать поведение мельчайших единиц материи, тогда как математический язык способен недвусмысленно выполнить это" [2], Эйнштейн – "Весь предшествующий опыт убеждает нас в том, что природа представляет собой реализацию простейших математически мыслимых элементов... Настоящее творческое начало присуще именно математике" [3].

Второй подход основан в первую очередь на познании физической сущности явлений. Яркими представителями такого подхода являются: М.Фарадей, Дж.К.Максвелл, О.Хэвисайд, Миткевич В.Ф. Как известно, Фарадей не владел высшей математикой и все свои открытия и законы выводил из экспериментальных исследований и понимания их физического смысла, излагая результаты в четких и ясных формулировках. Концепцию "электротонического состояния", к которой Фарадей неоднократно возвращался в различных сериях "Экспериментальных исследований по электричеству" [4], он охарактеризовал и обосновал с физической точки зрения безупречно, не найдя однако его экспериментального подтверждения [5]. В первой статье по теории поля "О фарадеевских силовых линиях" [6] Максвелл писал, имея в виду идею "электротонического состояния" Фарадея: "Такая догадка ученого, столь глубоко освоившегося с природой, может иногда иметь больше значения, чем наилучшим образом обоснованный экспериментальный закон...". О самом Максвелле Р.Фейнман писал [7] (имея ввиду механическую модель для объяснения процесса электромагнитной индукции): "Модели очень

часто помогают в работе... Максвелл создал электродинамику, наполнив пространство массой воображаемых шестеренок и зубчатых колесиков. Но колесики и шестеренки мы отбросили, а теория осталась". Оливер Хэвисайд, отстаивая необходимость физической трактовки научных исследований и выводов, писал: "Нужно по возможности полнее избегать вошедшего в обычай избавления от физики путем сведения задачи к чисто математическому упражнению" [8]. Миткевич В.Ф. во второй дискуссионной беседе "О природе электрического тока" [9] говорит следующее: "Я смущен до чрезвычайности. Он применил особый полемический прием. Я стремился поспорить с физиком Френкелем Я.И., а он подменил физика чистым математиком. У нас нет общего языка...".

Мы не намерены противопоставлять физическую и математическую точки зрения. Наоборот, они часто дополняют одна другую. Максвелл в предисловии к "Трактату об электричестве и магнетизме" [6] пишет: "Когда я переводил то, что считал идеями Фарадея, в математическую форму, я нашел, что в большинстве случаев результаты обоих методов совпадали, так что ими объяснялись одни и те же явления и выводились одни и те же законы действия...". Роберт Фейнман писал [7]: "Истину можно узнать по простоте и изяществу". Кто станет оспаривать простоту и изящество закона электромагнитной индукции или закона непрерывности магнитного потока Фарадея. Поль Дирак написал на стене кабинета теоретической физики МГУ (3.10.1956 г.) [10]: "Физический закон должен быть математически изящным". Кто станет оспаривать изящность уравнений Максвелла.

$$\operatorname{rot} \bar{H} = \bar{\delta}; \quad \oint_l \bar{H} \cdot d\bar{l} = i; \quad (1)$$

$$\operatorname{rot} \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t}; \quad e = \oint_l \bar{E} \cdot d\bar{l} = -\frac{\partial \Phi}{\partial t}; \quad (2)$$

$$\operatorname{div} \bar{B} = 0; \quad \oint_s \bar{B} \cdot d\bar{S} = 0; \quad (3)$$

$$\operatorname{div} \bar{D} = \rho; \quad \oint_s \bar{D} \cdot d\bar{S} = q. \quad (4)$$

Можно только добавить к этому любимую фразу П. Дирака: "С этой точки зрения было бы удивительно, если бы природа не использовала такой возможности" [11].

Отметим все же, что математика, как основа научных исследований, характерна для ученых, занимающихся бесконечно малыми и бесконечно большими объектами (микромир и астрофизика). Нам, представителям технических наук, имеющим дело с реальными электротехническими устройствами, более близка вторая точка зрения, основанная на понимании физического смысла процессов и уравнениях Максвелла (1)-(4). В данной статье мы попытаемся дать ответ на вопрос, как происходит процесс наведения ЭДС само- и взаимной индукции, опираясь на понимание магнитного поля, как вихрей векторного потенциала ("электротонического состояния")  $\vec{B} = \text{rot}\vec{A}$  [5].

Миткевич В.Ф. в работе [12] анализирует три формулировки закона электромагнитной индукции (2): Фарадея, Максвелла и предложенную им самим. Рассмотрим процесс наведения ЭДС внешним магнитным полем в прямолинейном проводнике некоторого проводящего контура, рис. 1. Закон электромагнитной индукции (2) определяет ЭДС

$$e = -\frac{d\Phi}{dt},$$

где  $d\Phi$  – количество пересекаемых проводником линий внешнего магнитного поля за время  $dt$  (Фарадей) или изменение внешнего магнитного потока, охватываемого нашим контуром (Максвелл).

Согласно трактовке Миткевича В.Ф.

$$d\theta = -d\Phi$$

это количество силовых линий, "отпочковавшихся" от внешнего потока и нанизанных на проводник. Тогда наводимая в проводнике ЭДС

$$e = \frac{d\theta}{dt}.$$

ЭДС и силовые линии  $d\theta$  связаны правилом правого винта, поэтому знак минус отсутствует.

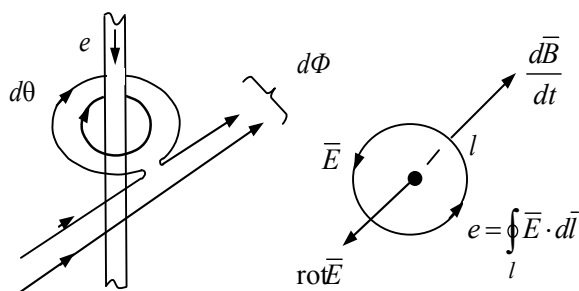


Рис. 1.

На рис. 1 показаны две силовые линии – одна уже пересекла проводник и от нее "отпочковалась" и нанизалась на проводник кольцевая силовая линия, а вторая находится в процессе преобразования в момент, предшествующий замыканию и "отпочкованию" кольцевой линии. Предполагается, что описанный процесс имеет место при движении проводника во внешнем поле справа-налево, или при движении си-

ловых линий внешнего поля относительно неподвижного проводника слева-направо. Мы здесь принимаем Фарадеевское понимание процесса развития магнитного поля в пространстве при возрастании тока в источнике, создающем внешнее магнитное поле (например, проводниковый контур с током, находящийся левее нашего проводника), как распространение (удаление от источника) силовых линий магнитного потока (полагаем, квантов магнитного потока  $\Phi_0$  [5]). Таким образом, мы рассмотрели процесс наведения ЭДС взаимной индукции. В случае, когда ЭДС наводится в проводящем контуре с током собственным изменяющимся магнитным полем, то о пересечении силовыми линиями проводника говорить затруднительно. Приращение собственного магнитного потока  $d\Phi$  можно трактовать как возникновение магнитных звеньев (кольцевых силовых линий), нанизанных на проводник. Поэтому формулировки Максвелла и Миткевича совпадают:

$$e = -\frac{d\Phi}{dt} = -\frac{d\theta}{dt}.$$

Однако все три формулировки обходят молчаливым вопросом о том, каким образом изменяющееся магнитное поле создает ЭДС и ток само- и взаимной индукции. Если, согласно с [5], рассматривать силовые линии магнитного поля с вихревыми трубками векторного потенциала ("электротонического состояния", как "эквивалента току электричества" по Фарадею), то электрическим полем окажется изменяющийся во времени векторный потенциал, поскольку из (2) и определения индукции  $\vec{B}$  через векторный потенциал  $\vec{B} = \text{rot}\vec{A}$  следует

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t}. \quad (5)$$

Рассмотрим процесс взаимной индукции, представив силовые линии магнитного поля на рис. 1, содержащими вихри векторного потенциала, рис. 2.

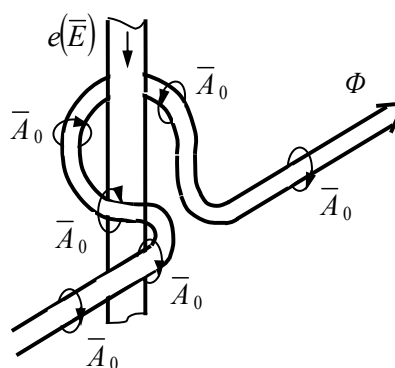


Рис. 2.

Из рис.2 следует, что напряженность электрического поля  $\vec{E}$  (и ЭДС взаимной индукции  $e$ ), а значит и ток взаимной индукции, направлены по действию вихрей векторного потенциала  $\vec{A}_0$  на поверхность проводника. Для носителей заряда в проводнике процесс вхождения вихрей вектора  $\vec{A}$  внутрь проводника равнозначен изменению векторного потенциала во времени

(5). Таким образом, "отпочковавшаяся" от внешнего поля и нанизанная на движущийся проводник кольцевая силовая линия несет в себе действующее (на заряды) начало в виде вихрей векторного потенциала.

Процесс самоиндукции рассмотрим на примере прямолинейного проводника с током, рис. 3.

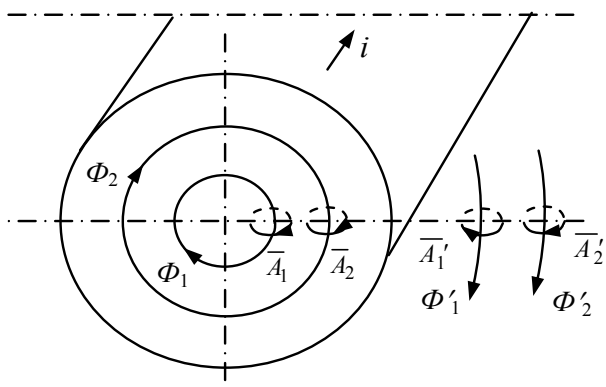


Рис. 3

Для наглядности будем считать, что силовые линии  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  возникают под действием изменяющегося тока в непосредственной близости от оси проводника и распространяются с некоторой скоростью в радиальном направлении (расположенные симметрично относительно оси проводника нити тока будут создавать на радиусе своего расположения также соосные с  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  силовые линии). Заметим здесь, что показанные на рис. 3 в виде двух колец вихри  $A_1$  и  $A_2$  на самом деле распределены равномерно по длине окружности – силовой линии ( $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  соответственно). Если ток  $i$  в проводнике возрастает, то приращение потока  $\Delta\Phi > 0$  (например, в  $\Phi_2$  на один квант потока, а в  $\Phi_1$  – несколько), и вихрь  $A_1$  изменяется больше вихря  $A_2$ , следовательно, в месте их соприкосновения превалирует  $A_1$ , а значит действует электрическое поле (как изменение макроскопического векторного потенциала в единицу времени (5)), направленное встречно току  $i$  (картина распределения вихрей  $\bar{A}_0$  в этом случае может быть уподоблена распределению микротоков в поперечном сечении неравномерно намагниченного парамагнетика (линейного ферромагнетика) [13]). Если ток  $i$  уменьшается, то в месте соприкосновения вихрей  $A_1$  и  $A_2$  будет превалировать  $A_2$  и результирующее действие в виде электрического поля будет направлено по току  $i$ . Подобным же образом происходит процесс и вне проводника (линии потока  $\Phi'_1$  и  $\Phi'_2$ , вихри потенциала  $A'_1$  и  $A'_2$ ) и если там окажется другой проводник, то в нем будет наводиться ЭДС взаимной индукции.

Таким образом, трактуя "электротоническое состояние" Фарадея, как "эквивалент току электричества" и принимая во внимание соотношение (5), возможно качественно объяснить процесс само- и взаимной индукции в законе электромагнитной индукции (2). Отметим в заключение, что однонаправленные линии векторного потенциала  $\bar{A}$  притягиваются, а разнона-

правленные – отталкиваются (как и соответствующие токи), что следует, например, из рис. 2, где сближающиеся концы кольцевой силовой линии притягиваются, как разнонаправленные потоки  $\Phi_0$ . Свойство продольного тяжения силовых линий магнитного поля (стремление сократится по длине) также можно рассматривать как притяжение одинаково направленных вихрей векторного потенциала  $A_0$ .

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Дирак П.А.М. Эволюция взглядов физики на картину природы. – Вопросы философии, 1963, №12, с. 83-94.
- [2] Гейзенберг В. Шаги за горизонт. Сборник статей. – М.: Прогресс, 1987, 368 с. (с. 117).
- [3] Максвелл и развитие физики XIX-XX веков. Сб. статей. – М.: Наука, 1985, 245 с. (с. 205).
- [4] Фарадей М. Экспериментальные исследования по электричеству. – М.: Изд. АН СССР, Т.1. – 1947, Т.2 – 1951, Т.3 -1954.
- [5] Боев В.м., Грибская Е.А., Лавриненко О.В. "Электротоническое состояние" и закон электромагнитной индукции Фарадея. – Электротехника и электромеханика, 2004, № 4, с.5-8.
- [6] Максвелл Дж.К. Избранные сочинения по теории электромагнитного поля. – М.: Госиздат. – 1954, 687 с.
- [7] Фейнман Р. Характер физических законов. Перев. с англ.: - М.: Мир, 1968, 232 с.
- [8] Болотовский Б.М. Читайте Хэвисайда. – В кн. Максвелл и развитие физики XIX-XX веков. Сб. статей. – М.: Наука, 1985, 245 с. (с. 96-133).
- [9] Миткевич В.Ф. О природе электрического тока. Вторая дискуссионная беседа. – Электричество, 1930, №8, с. 337-350.
- [10] Терлецкий Я.П., Рыбаков Ю.П. Электродинамика. – М.: Высш. шк., 1990, 352 с.
- [11] Санюк В.И., Суханов А.Д. Дирак в физике XX века. – УФН, 2003, № 9, с. 965-984.
- [12] Миткевич В.Ф. Магнитный поток и его преобразование. М.-Л.: Изд. АН СССР, 1946, 356 с.
- [13] Иродов И.Е. Основные законы электромагнетизма. – М.: Высш. шк., 1991, 288 с.

Поступила 1.03.2005

## АНАЛИТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ТЯГОВОГО УСИЛИЯ БРОНЕВОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТА С КОНУСНЫМ ЯКОРЕМ

Бранспиз Ю.А., к.т.н., доц., Пшеничный А.Н.

Восточноукраинский национальный университет им. Владимира Даля

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

*Приведено метод аналітичного розрахунку тягового зусилля броневого електромагніту з конусним якорем. Показано його практичну здатність для інженерних розрахунків.*

*Приведен метод аналітичного расчета тягового усилия броневого электромагнита с конусным якорем. Показана его практическая приемлемость для инженерных расчетов.*

Электромагниты броневые типа нашли широкое распространение как электромагниты силовых электрических аппаратов. Первоначально конструкция якоря этих электромагнитов представляла собой цилиндр с плоским торцом, которому соответствовал и плоский торец цилиндрического стопа. В результате совершенствования указанных электромагнитов, была предложена конструкция якоря и стопа с конусной конфигурацией выступа на якоре и соответствующей конусной конфигурацией стопа (рис. 1) [1, 2].

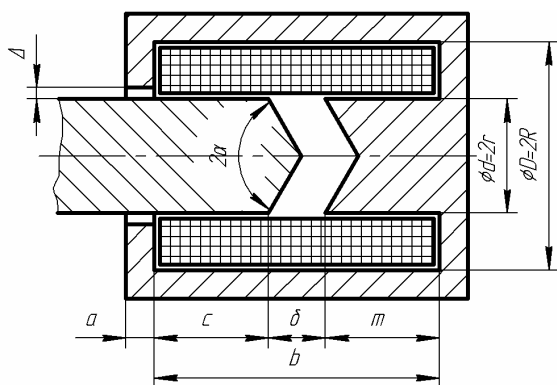


Рис. 1. Броневой электромагнит с конусным якорем

Для расчета тягового усилия в такой конусной системе якоря и стопа в настоящее время известны практические методики для инженерных расчетов (см., например, [3]), которые, однако, в последнее время подвергаются сомнению [4, 5]. Учитывая это, в данной работе решается задача определения аналитического выражения для расчета тягового усилия броневое электромагнита с конусным якорем и стопом.

Следует заметить, что поставленную задачу можно решить, используя известную формулу Максвелла, применяя для расчета магнитного поля метод конечных элементов (к примеру с помощью программы FEMM [6] или аналогичной, как это делается, например, в [7]). Однако, метод конечных элементов удобен для проведения поверочных расчетов (вычислительного эксперимента) электромагнитов заданной конструкции и размеров, но его применение для решения задачи синтеза той или иной электромагнитной системы встречает определенные трудности. Если же имеется аналитическое выражение для тяговой характеристики в виде функции, зависящей от габаритов магнита, размеров якоря и стопа, МДС, то, задавшись

необходимым усилием на якорь и другими начальными условиями, можно решать задачу синтеза, которая может служить и основой решения задачи определения по заданному критерию рациональных значений тех или иных геометрических размеров рассматриваемой электромагнитной системы. Поэтому при решении указанной задачи было определено получить ее решение в виде некоторого аналитического выражения для тягового усилия броневое электромагнита с конусным якорем и стопом при произвольных зазорах между ними.

С этой целью используем предложенную ранее методику расчета тягового усилия броневое электромагнита с плоским стопом [5]. Согласно ей для нахождения тягового усилия броневое электромагнита можно использовать энергетический подход с аналитическим определением потокоцепления в области обмоточного окна на основе решения уравнения Пуассона для векторного магнитного потенциала в этой области, свободная поверхность которой (по зазору) является цилиндрической поверхностью, образованной силовыми линиями с якоря на стоп. В частности, в [5] показано, что для расчета тягового усилия броневое электромагнита с плоским стопом как для относительно малых, так и для относительно больших рабочих зазоров, может быть использовано следующее выражение

$$F = -\frac{1}{2} \cdot i \cdot \left( \frac{d\Psi_{\delta}}{d\delta} + \frac{d\Psi_S}{d\delta} \right), \quad (1)$$

где  $i$  – ток в обмотке;  $\Psi_{\delta}$  – потокоцепление обмотки с магнитным потоком через рабочий зазор;  $\Psi_S$  – потокоцепление обмотки с магнитным потоком рассеяния с боковой поверхности якоря.

Если и для конусного якоря принять что свободная поверхность обмоточного окна (по зазору) является цилиндрической поверхностью, образованной силовыми линиями с якоря (с окружности основания конуса наконечника якоря) на стоп (окружность основания конусного углубления в стопе), то выражение (1) может быть применено и для рассматриваемого броневое электромагнита (рис. 1). При этом потокоцепление  $\Psi_S$  в (1) может быть посчитано также как и в [5], а именно, по формуле (здесь  $w$  – число витков обмотки, а обозначения геометрических размеров соответствует их обозначению на рис. 1)



$$\Psi_s = r \cdot 4/\delta \cdot b \cdot \mu_0 \cdot i \cdot w^2 / \pi^2 \times \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^3} \cdot (\sin(k_n \cdot c) - k_n \cdot c \cdot \cos(k_n \cdot c)) \times (\sin(k_n \cdot (c + \delta)) - \sin(k_n \cdot c)) \times F_{IK}, \quad (2)$$

где  $k_n = \frac{n \cdot \pi}{b}$ ;  $F_{IK} = \frac{[K_0(k_n \cdot R) \cdot I_1(k_n \cdot r) + I_0(k_n \cdot R) \cdot K_1(k_n \cdot r)]}{[K_0(k_n \cdot r) \cdot I_0(k_n \cdot R) - I_0(k_n \cdot r) \cdot K_0(k_n \cdot R)]}$ ,  $I_0, K_0, I_1, K_1$  – модифицированные функции Бесселя первого ( $I_0, I_1$ ) и второго ( $K_0, K_1$ ) рода, соответственно, нулевого и первого порядка.

Что же касается потокоцепления  $\Psi_\delta$ , которое в общем случае определяется проводимостью магнитного потока в зазоре  $\Lambda_\delta$  (а именно,  $\Psi_\delta = i \cdot w^2 \cdot \Lambda_\delta$  [3]), то для конусного якоря и стопа это потокоцепление можно определить как

$$\Psi_\delta = i \cdot w^2 \cdot \mu_0 \cdot \left( \frac{\pi \cdot d^2}{4 \cdot \delta \cdot \sin^2(\alpha)} - \frac{0,157 \cdot d}{\sin^2(\alpha)} + 0,75 \cdot d \right), \quad (3)$$

если использовать соответствующее выражение для проводимости магнитного потока между системой полюсов «конус-воронка» из [8].

Таким образом, по (1), тяговое усилие в рассматриваемом случае представляет собой сумму

$$F = F_\delta + F_S, \quad (4)$$

где  $F_\delta = -0,5 \cdot i \cdot \frac{d\Psi_\delta}{d\delta}$ , или, с учетом (3)

$$F_\delta = (i \cdot w)^2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{\pi \cdot d^2}{4 \cdot \delta^2 \cdot \sin^2(\alpha)}; \quad (5)$$

а  $F_S = -0,5 \cdot i \cdot d\Psi_S / d\delta$ , или, согласно [5],

$$F_S = 2/\pi^2 \cdot \mu_0 \cdot (i \cdot w)^2 \cdot r \cdot b \times \sum_{n=1}^{\infty} F_{IK} \cdot \left\{ \frac{1}{n^3} \cdot \frac{1}{\delta^2} \cdot [\sin(k_n \cdot c) - k_n \cdot c \cdot \cos(k_n \cdot c)] \times [\sin(k_n \cdot (b - m)) - \sin(k_n \cdot c)] + \frac{1}{n^3} \cdot k_n / \delta \cdot [k_n \cdot c \cdot \sin(k_n \cdot c) \cdot \sin(k_n \cdot (b - m)) + k_n \cdot c \cdot \cos(2 \cdot k_n \cdot c) - 0,5 \cdot \sin(2 \cdot k_n \cdot c)] \right\}. \quad (6)$$

Далее учтем, что для практического использования формул (5) и (6) необходимо, как указано в [3], понимать в этих формулах под произведением  $i \cdot w$  не всю МДС обмотки, а ту ее часть, которая приходится на зазор, то есть  $(i \cdot w)_\delta$  – падение магнитного потенциала в рабочем зазоре.

Для определения  $(i \cdot w)_\delta$  воспользуемся тем, что разница между полной МДС обмотки и МДС обмотки, приходящаяся на рабочий зазор, обусловлена падением магнитного потенциала в паразитных зазорах и в железе магнитопровода. При этом, если принять магнитное состояние железа магнитопровода ненасыщенным, то есть, если пренебречь падением магнитного потенциала в железе магнитопровода, то падение  $(i \cdot w)_\delta$  можно определить как разность

$$(i \cdot w)_\delta = i \cdot w - \Delta U, \quad (7)$$

где  $\Delta U$  – падение магнитного потенциала в паразитных зазорах.

Тогда, учитывая, что в рассматриваемой системе имеется один конструктивный паразитный зазор  $\Delta$  в области воротничка (рис. 1), падение магнитного потенциала на этом зазоре может быть определено исходя из упрощенной схемы замещения рассматриваемого электромагнита, изображенной на рис. 2, на котором обозначено:  $\Lambda_\delta$  – проводимость рабочего зазора;  $\Lambda_c$  – проводимость рассеяния с боковой поверхности якоря;  $\Lambda_\Delta$  – проводимость паразитного зазора;  $\Phi_0$  – магнитный поток через паразитный зазор.

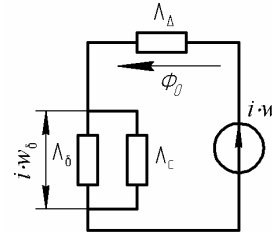


Рис. 2. Принятая схема замещения магнитной цепи электромагнита

Согласно этой схеме замещения падение магнитного потенциала на паразитном зазоре определится как отношение  $\Phi_0 / \Lambda_\Delta$ , что позволяет записать вместо (7) следующее выражение

$$(i \cdot w)_\delta = i \cdot w - \Phi_0 / \Lambda_\Delta. \quad (8)$$

Таким образом, для определения падения магнитного потенциала на паразитном зазоре необходимо определить магнитный поток  $\Phi_0$ , равный, согласно принятой схеме замещения (рис. 2)

$$\Phi_0 = (i \cdot w) \cdot \frac{\Lambda_\delta + \Lambda_c}{\Lambda_\delta + \Lambda_c + \Lambda_\Delta},$$

что при подстановке в (8) дает

$$(i \cdot w)_\delta = (i \cdot w) \cdot \frac{\Lambda_\Delta}{\Lambda_\delta + \Lambda_c + \Lambda_\Delta}. \quad (9)$$

При этом проводимости  $\Lambda_\delta, \Lambda_c$  могут быть определены как [магниты]

$$\Lambda_\delta = \mu_0 \cdot \left( \frac{\pi \cdot d^2}{4 \cdot \delta \cdot \sin^2(\alpha)} - \frac{0,157 \cdot d}{\sin^2(\alpha)} + 0,75 \cdot d \right), \quad (10)$$

$$\Lambda_c = \mu_0 \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot c}{\ln(D/d)}. \quad (11)$$

А для определения проводимости паразитного зазора воспользуемся методом Ротерса [3, 8], согласно которому вероятные пути магнитного потока в области паразитного зазора  $\Delta$  представляют собой систему потоков, изображенную на рис.3, на котором обозначено:  $\Lambda_1$  – проводимость с цилиндрической поверхности якоря на цилиндрическую поверхность фланца;  $\Lambda_2$  – проводимость с цилиндрической поверхности якоря на ребро фланца;  $\Lambda_3$  – проводимость с цилиндрической поверхности якоря на нижнюю торцевую поверхность фланца;  $\Lambda_4$  – проводимость с цилиндрической поверхности якоря на верхнюю торцевую поверхность фланца.

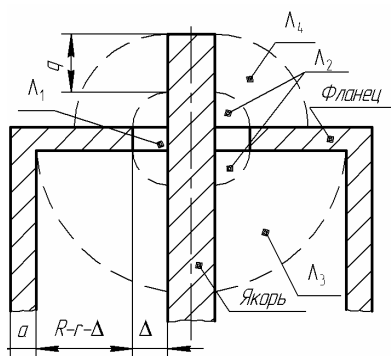


Рис. К определению магнитной проводимости паразитного зазора

При этом проводимость  $\Lambda_{\Delta}$ , как общая проводимость паразитного зазора, определяется суммой

$$\Lambda_{\Delta} = \Lambda_1 + 2 \cdot \Lambda_2 + \Lambda_3 + \Lambda_4, \quad (12)$$

где [8]:

$$\Lambda_1 = \mu_0 \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot a}{\ln(r + \Delta/r)}; \quad \Lambda_2 = 1,65 \cdot \mu_0 \cdot (d + 0,85 \cdot \Delta);$$

$$\Lambda_3 = 4 \cdot \mu_0 \cdot (r + \sqrt{\Delta \cdot (R-r)}) \cdot \ln((R-r)/\Delta);$$

$$\Lambda_4 = 4 \cdot \mu_0 \cdot (r + \sqrt{\Delta \cdot (q+\Delta)}) \cdot \ln((q+\Delta)/\Delta).$$

Заметим, что схема распределения магнитных потоков в области паразитного зазора (воротничка) броневое электромагнита, принятая в данной работе, отличается от традиционной схемы такого распределения, которая включает в себя лишь магнитный поток, соответствующий проводимости  $\Lambda_1$ , что дает в этом случае  $\Lambda_{\Delta} = \Lambda_1$ . Однако, как показал непосредственный расчет, такой способ учета магнитной проводимости паразитного зазора дает неудовлетворительный результат.

Таким образом, подставляя (10-12) в (9) можно получить выражение для  $(i \cdot w)_{\delta}$ , подстановка которого в (5) и (6) позволяет осуществить расчет тягового усилия рассматриваемого электромагнита по (4).

Для проверки практической приемлемости предложенного способа определения тягового усилия рассматриваемого электромагнита с конусным якорем было осуществлено сравнение расчета по формулам (4 - 6) и (9 - 12) с данными расчета тягового усилия с применением пакета программ FEMM [6]. При этом расчет по FEMM рассматривался как вычислительный эксперимент и его данные принимались за 100%. В этой связи следует отметить практические преимущества, которые дает непосредственный расчет тягового усилия, без обращения к расчету магнитного поля в электромагните, результаты которого (при гарантированной точности) могут использоваться как экспериментальные данные для оценки расчетной методики.

В таблице приведена тяговая характеристика электромагнита с геометрией тягового реле стартера типа 5702.3708 [4]:  $r=10,0$  мм;  $R=20,0$  мм;  $b=50,0$  мм;  $t=20$  мм,  $a=5$  мм,  $\Delta=0,5$  мм.  $(i \cdot w)=4750$  А, рассчитанная с применением программы FEMM, по предложенной методике, по традиционной методике из [3], при этом падение магнитного потенциала в области воротничка определялось по (9 - 12).

Расчетное тяговое усилие

$\delta$ , мм	Метод расчета				
	FEMM $F$ , Н	Предлагаемый $F$ , Н	прогр, %	Традиционный $F$ , Н	прогр, %
$\alpha = 60^{\circ}$					
15	37,64	37,45	-0,50	33,98	-9,72
13	48,67	48,40	-0,55	43,90	-9,80
11	64,55	64,04	-0,79	57,99	-10,16
9	89,16	88,31	-0,96	79,86	-10,44
7	133,03	131,04	-1,50	118,53	-10,90
5	225,62	222,81	-1,25	202,55	-10,23
3	512	504,58	-1,45	465,06	-9,17
1	2750,8	2686,0	-2,36	2525,0	-8,21
$\alpha = 30^{\circ}$					
15	80,90	78,38	-3,11	74,65	-7,72
13	104,65	100,51	-3,96	95,62	-8,63
11	138,78	132,81	-4,30	126,18	-9,08
9	191,28	183,61	-4,01	174,19	-8,93
7	283,22	272,40	-3,82	258,13	-8,86
5	472,45	454,33	-3,83	430,20	-8,94
3	986,85	941,50	-4,60	890,10	-9,80
1	3578	3258,0	-8,94	3042,0	-14,98

Приведенные результаты подтверждают практическую приемлемость предложенного способа аналитического расчета тягового усилия броневое электромагнита с конусным якорем в ненасыщенном режиме стали магнитопровода, когда можно пренебречь падением магнитного потенциала в стали, учет которого составляет предмет отдельного исследования.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Аранович Б.И., Шамрай Б.В. Электромагнитные устройства автоматики. – М-Л: Энергия, 1965. – 484 с.
- [2] Основы теории электрических аппаратов / И.С. Таев, Б.К. Буль и др.; Под ред. И.С. Таева. – М.: Высш. шк., 1987. – 352 с.
- [3] Чунихин А.А. Электрические аппараты: Общий курс. Учебник для вузов. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 720 с.
- [4] Гаранин А.Ю., Силаева Е.В., Шлегель О.А., Попенко В.Н. Расчет тягового усилия электромагнита постоянного тока. //Электротехника. – 2003. – № 2. – С. 55-58.
- [5] Бранспиз Ю.А., Пшеничный А.Н. Расчет тягового усилия броневое электромагнита с ненасыщенной магнитной системой// Технічна електродинаміка. – 2004. – Тем. выпуск: Проблеми сучасної електротехніки. Ч.2. – С. 71-74.
- [6] Meeker D. FEMM Version 3.3: User's manual. – 2002. – (<http://femm.berlios.de>)
- [7] Клименко Б.В., Байда Е.И. О проектировании броневых электромагнитов постоянного тока на базе – расчета магнитного поля методом конечных элементов//Электротехніка і Електромеханіка. – 2003. – № 1. – С. 38-40.
- [8] Постоянные магниты: Справочник/ Альтман А. Б., Герберг А.Н., Гладышев П. А. И др.; Под ред. Ю. М. Пятина. – 2-е изд., перераб. И доп. – М.: Энергия, 1980. – 488с.

Поступила 30.08.2004

## МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ И ПЛОТНОСТИ ТОКА В ОБМОТКАХ РОТОРОВ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Вербовой А. П., к.т.н.

Институт электродинамики НАН Украины  
Украина, 03680, Киев, проспект Победы, 56  
тел. (044) 454-25-75, E-mail: podol@ied.org.ua

*Розроблена методика визначення електромагнітних параметрів при представленні короткозамкненої обмотки ротора асинхронного двигуна, яка відрізняється представленням короткозамкненої обмотки ротора еквівалентною одновитковою обмоткою ( $w_{02} = 1$ , в літературі  $w_{02} = 0,5$ ) з числом фаз, рівним числу фаз обмотки статора ( $m_{02} = m_{01}$ , в літературі  $m_{02} = Z_2$ ). Нова методика дозволяє розраховувати значення електромагнітних параметрів і щільність струму з вищою точністю.*

*Разработана методика определения электромагнитных параметров короткозамкнутой обмотки ротора асинхронного двигателя, которая отличается представлением короткозамкнутой обмотки ротора эквивалентной одновитковой обмоткой ( $w_{02} = 1$ , в литературе  $w_{02} = 0,5$ ) с числом фаз, равным числу фаз обмотки статора ( $m_{02} = m_{01}$ , в литературе  $m_{02} = Z_2$ ). Новая методика позволяет рассчитывать значения электромагнитных параметров и плотность тока с более высокой точностью.*

### ВВЕДЕНИЕ

Настоящая статья написана на базе результатов НИР, выполненных в Институте электродинамики НАН Украины по естественной и хозяйственной тематикам при разработке и исследовании асинхронных двигателей с улучшенными пусковыми, регулировочными и динамическими свойствами.

В технической литературе при расчете электромагнитных параметров, характеристик и проектировании асинхронных двигателей принято допущение, в котором число фаз короткозамкнутой обмотки ротора принимается равным числу стержней (пазов,  $m_{02} = Z_2$ ), а число витков в фазе –  $w_{02} = 0,5$ . Это допущение, при котором  $m_{02} = Z_2$ , не может быть применено для асинхронных двигателей со сплошным массивным ферромагнитным ротором, в котором нет пазов и стержней. При построении схем замещения, определении электромагнитных параметров и других электромагнитных величин подразумевают, что  $m_{02} = m_{01}$ , то есть, что число фаз эквивалентной обмотки ротора равно числу фаз обмотки статора.

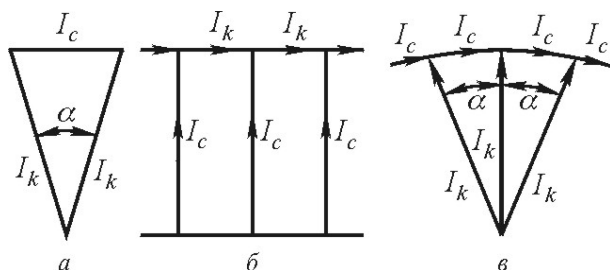


Рис. 1.

Использование методик с принятыми допущениями для оптимизационных расчетов характеристик и проектирования асинхронных двигателей с нелинейными электромагнитными параметрами оказалось неприемлемым. Поэтому целью настоящей статьи

является – разработка уточненной методики определения активных сопротивлений пазовой и лобовой частей короткозамкнутой обмотки ротора путем представления последней эквивалентной одновитковой обмоткой с числом фаз, равным числу фаз обмотки статора.

### АНАЛИЗ РАНЕЕ ПРИНЯТЫХ ДОПУЩЕНИЙ

На рис.1, а представлено расположение токов в фазе обмотки ротора, рассмотренное Шуйским В.П. [1]. На рис.1, б и в показаны принципиальная схема части обмотки, направления токов в стержнях и в одном кольце, и соответствующая им векторная диаграмма токов, обосновываемые в учебнике [2].

Развитием этих рисунков можно считать рис. 6.25 на стр. 186 в книге [3]. На нем показана в изометрии полная короткозамкнутая обмотка с одинаковым направлением токов во всех стержнях и одинаковым направлением токов только в одном короткозамыкающем кольце. Рядом приводится векторная диаграмма токов в стержнях и их направление в виде замкнутого многоугольника. На этом рисунке не учитывается протекание токов во втором кольце. Это исключает образование в обмотке ротора фаз и полюсов, а, следовательно, и возможность образования вращающегося поля.

Рассмотрим, как при таком допущении определяются электромагнитные параметры, приведенные в [1]. "Из соображений симметрии **токи в отдельных стержнях равны между собой**, но сдвинуты относительно друг друга по фазе на угол  $\alpha$ . То же самое относится и к кольцевым токам между стержнями. Очевидно также и то, что ток стержня равен разности между двумя соседними токами в кольце (рис. 1, а). Откуда следует, что (формула (564) в [1])

$$I_k = \frac{I_c}{2 \cdot \sin(\alpha/2)},$$

где  $\alpha = 2\pi \cdot p / Z_2 \dots$ . На основании уравнения мощности

$$r_c \cdot I_c^2 + 2 \cdot r_k \cdot I_k^2 = r_2 \cdot I_c^2$$

и уравнения (564) получаем:

$$r_2 = r_c + \frac{r_k}{2 \cdot \sin^2(\pi \cdot p / Z_2)} \approx r_c + \frac{Z_2^2}{2 \cdot \pi^2 \cdot p^2} \cdot r_k \quad (\text{формула}$$

566 в [1])

$$\text{или } r_2 \approx p \cdot \left[ \frac{l_c}{q_c} + \frac{Z_2 \cdot D_k}{2 \cdot \pi \cdot q_k \cdot p^2} \right]''$$

Примерно также определяются параметры короткозамкнутой обмотки ротора в [2]. Сами по себе формулы (в математическом смысле) записаны правильно. Такой подход не может быть применен к значениям параметров фазам обмотки ротора по следующим причинам.

– На рис. 1,б показано протекание токов только в верхнем короткозамыкающем кольце, а в нижнем короткозамыкающем кольце токов вообще нет. Если проставить направления токов и в другом короткозамыкающем кольце на схеме, то векторная диаграмма будет иметь другой вид.

– Угол сдвига фаз между токами в стержнях  $\alpha$  увеличивает значение сопротивления кольца [2]

$$r'_k = \frac{r_k}{4 \cdot \sin^2 \frac{\pi \cdot p}{Z_2}}, \quad x'_k = \frac{x_k}{4 \cdot \sin^2 \frac{\pi \cdot p}{Z_2}}$$

и следовательно увеличение сопротивления фазы обмотки ротора

$$r_2 = r_c + 2 \cdot r'_k, \quad x_2 = x_c + 2 \cdot x'_k.$$

Вообще при увеличении числа пазов ротора длина кольца, относящаяся к фазе, уменьшается и его активное сопротивление тоже должно уменьшаться. Но поскольку оно приводится к сопротивлению стержня делением на квадрат синуса угла, который уменьшается с увеличением числа пазов, то и сопротивление увеличивается.

– При использовании на статоре трехфазной обмотки со сдвигом фаз на угол  $2\pi/3$  нельзя создать такие электромагнитные условия, чтобы в стержнях ротора наводились одинаковые по величине и сдвинутые по фазе на угол  $\alpha$  токи.

– При принятых допущениях о задании числа фаз и протекании токов в стержнях невозможно получить результирующее вращающееся поле.

– Принятые допущения противоречат схемам замещения, векторным диаграммам и дифференциальным уравнениям электромагнитного равновесия, которые построены и записаны в исходном состоянии для трех фаз статора и трех фаз ротора.

### НОВЫЙ ПОДХОД К ЗАДАНИЮ ЧИСЛА ФАЗ

Если рассматривать электромагнитные процессы в асинхронном двигателе с фазной обмоткой на роторе, то никаких разногласий не возникает. Электромагнитные процессы в роторе (в фазной обмотке ротора) в точности повторяют процессы в статоре (в фазной обмотке статора). Можно утверждать, что аналогичные процессы (в смысле распределения токов и магнитных

потоков) протекают как в короткозамкнутом, так и в массивном ферромагнитном роторе и его модификациях. Результирующая картина электромагнитного поля в обоих случаях будет одинаковой, то есть она будет характеризоваться общим (результирующим) вращающимся электромагнитным полем.

Вопрос задания числа фаз массивного ферромагнитного ротора и короткозамкнутой обмотки ротора, неоднократно обсуждался в технической литературе, например, в [4, 5] и других публикациях. Согласно им короткозамкнутый и массивный ферромагнитный роторы (как и шихтованные пакеты стали статора и ротора) представляются эквивалентными одновитковыми короткозамкнутыми обмотками с числом фаз, равным числу фаз обмотки статора. Модификация массивного ферромагнитного ротора с короткозамкнутой обмоткой представляется двумя такими эквивалентными обмотками, размещенными параллельно. Геометрическая интерпретация такого представления обмоток достаточно подробно рассмотрена в статье [6]. Упрощенная схема с изолированными фазами для двигателя с  $2 \cdot p = 2$  и  $q_{02} = 1$  показана на рис. 2. В эквивалентную одновитковую фазу входят две стороны пазовой части, сдвинутых в пространстве на полюсное деление  $\tau_{п2} = Z_2 / 2p$  с числом пазов (стержней) на полюс и фазу в каждой стороне  $q_{02} = Z_2 / (2 \cdot p \cdot m_{02})$ , и две части короткозамкнутых колец с двух сторон (торцов) ротора. Длина этих частей равна полюсному делению  $\tau_{ксп} = \frac{\pi \cdot D_{ксп}}{2p}$ . Число

пазов на полюс и фазу для короткозамкнутой обмотки может быть целым и дробным. Для массивного ферромагнитного ротора оно равно единице ( $q_{c2} = 1$ ). При этом каждая фаза таких обмоток обладает активным сопротивлением, собственной индуктивностью и взаимной индуктивностью с другими фазами как данной обмотки, так и с фазами обмотки статора и фазами эквивалентных обмоток стали статора и ротора.

Такое представление фаз короткозамкнутого и массивного ферромагнитного роторов максимально приближает эквивалентные обмотки к фазным обмоткам, а электромагнитные процессы в них – к реальным процессам.

Методику определения электромагнитных параметров короткозамкнутой обмотки целесообразно построить аналогично методике определения параметров фазной обмотки.

Методика сопровождалась расчетами для двигателя 4А160М4 с числом пазов на роторе  $Z_2 = 41$  и соответствующими размерами (здесь не приводятся).

1. Принимаем число фаз короткозамкнутой обмотки ротора равным числу фаз статора

$$m_{02} = m_{01} = 3.$$

2. Число витков в фазе

$$w_{02} = 1.$$

3. Полюсное деление в долях зубцового деления

$$\tau_{п2} = Z_2 / 2p = 10,25.$$

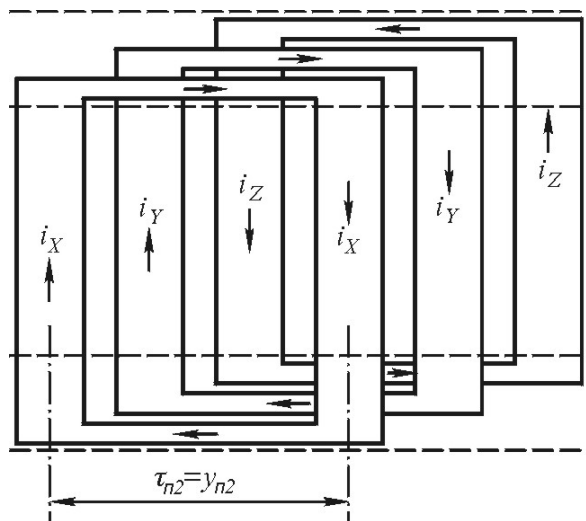


Рис. 2.

4. Шаг обмотки по пазам – принимаем равным целому числу, ближайшему к  $\tau_{п2}$ ,

$$y_{п2} = 10.$$

5. Число пазов (стержней) на полюс и фазу  $q_{02} = Z_2 / (2 \cdot p \cdot m_{02}) = 3,4166$ .

6. Шаг обмотки в долях полюсного деления  $\beta_2 = y_{п2} / \tau_{п2} = 0,9756$ .

7. Коэффициент укорочения  $k_{y2} = \sin(\beta_2 \cdot \pi / 2) = 0,9993$ .

8. Фазная зона

$$Q_{32} = (360 \cdot p \cdot q_{02}) / Z_2 = 60^\circ.$$

9. Угол, зависящий от фазной зоны

$$\alpha_2 = Q_{32} / q_{02} = 17,543^\circ.$$

10. Коэффициент распределения

$$k_{p2} = 0,5 / (q_{02} \cdot \sin(\alpha_2 / 2)) = 0,9587.$$

11. Обмоточный коэффициент

$$k_{w02} = k_{y2} \cdot k_{p2} = 0,9580.$$

12. Удельное электрическое сопротивление алюминия при расчетной температуре  $\Theta_2 = 115^\circ \text{C}$

$$\rho_{02\Theta_2} = \rho_{020^\circ} [1 + \alpha_{r02} \cdot (\Theta_2 - 20)] = 0,424 \cdot 10^{-7}, \text{ Ом}\cdot\text{м}$$

13. При номинальном режиме работы принимаем расчетную площадь сечения стержня, равной площади поперечного сечения пазы в свету

$$Q_{ст} = Q_{п2} = 174,882 \cdot 10^{-6}, \text{ м}^2.$$

14. Активное сопротивление пазовой части витка эквивалентной обмотки ротора (с учетом числа стержней на полюс и фазу)

$$r_{п2} = \rho_{02\Theta_2} \cdot l_{ст} / (Q_{ст} \cdot q_{02}) = 12,785 \cdot 10^{-6}, \text{ Ом}.$$

15. Активное сопротивление лобовой части витка

$$r_k = \rho_{02\Theta_2} \cdot \frac{\pi \cdot D_{ксп}}{2 \cdot p \cdot Q_k} = 7,5619 \cdot 10^{-6}, \text{ Ом}.$$

С учетом того, что эффективное активное сопротивление массивных замкнутых проводников уменьшается [6–8] по сравнению с сопротивлением, определенным по обычной формуле, реальное значение активного сопротивления определяется по формуле

$$r_{кр} = \rho_{02\Theta_2} \cdot \frac{2 \cdot \pi}{b_k \cdot \ln(D_{кн} / D_{кв}) \cdot 2p} = 6,9348 \cdot 10^{-6}, \text{ Ом}.$$

16. Активное сопротивление фазы эквивалентной обмотки ротора

$$r_{02} = 2 \cdot p \cdot (r_{п2} + r_{кр}) = 78,88 \cdot 10^{-6}, \text{ Ом}.$$

17. Коэффициент приведения обмоток к одному числу витков (к числу витков обмотки статора)

$$k_{пр} = (w_0 \cdot k_{w01}) / (w_{02} \cdot k_{w02}) = 84,966.$$

18. Активное сопротивление фазы эквивалентной обмотки ротора, приведенное к числу витков обмотки статора

$$r'_{02} = r_{02} \cdot k_{пр}^2 / p^2 = 0,14238, \text{ Ом}.$$

19. Активное сопротивление обмотки ротора в схеме замещения для номинального режима работы двигателя

$$r'_{02} / s = 6,4719 \text{ Ом}.$$

### ПЛОТНОСТИ ТОКОВ В ПАЗОВОЙ И ЛОБОВЫХ ЧАСТЯХ КОРТКОЗАМКНУТОЙ ОБМОТКИ

При принятом ранее подходе к заданию числа фаз ( $m_{02} = Z_2$ ) и витков в фазе ( $w_{02} = 0,5$ ), а также при использовании построенной на этой базе методологии определения электромагнитных параметров и других величин вытекает неточное определение одного из основных показателей электромагнитных нагрузок – плотности тока в стержнях и короткозамыкающих кольцах. Это подтверждается и высказываниями некоторыми учеными. Так, в [3] на стр. 186 приводится такой текст: "Плотность тока в стержнях ротора машин закрытого обдуваемого исполнения при заливке пазов алюминием выбирается в пределах  $J_2 = (2,5 \div 3,5) \cdot 10^6 \text{ А/м}^2$ , а при защищенном исполнении на 10-15% выше. ...Плотность тока в замыкающих кольцах  $J_k$  выбирают в среднем на 15-20% меньше, чем в стержнях". Это означает, что плотность тока в элементах короткозамкнутой обмотки примерно в два раза меньше плотности тока в обмотке статора и в фазной обмотке ротора.

Выполненные расчеты для двигателя 4А160М4 ( $P_{2н} = 18,5 \text{ кВт}$ ) по приведенной выше новой методике показали, что реальная плотность тока в пазовой части эквивалентного витка короткозамкнутой обмотки ротора составляет  $4,4472 \cdot 10^6 \text{ А/м}^2$ , а в лобовой –  $4,1007 \cdot 10^6 \text{ А/м}^2$ , то есть приближается к таковой в фазных обмотках.

Рассмотрим несколько подробнее процессы в лобовых частях трех фаз эквивалентной обмотки ротора, поскольку они объединены общими короткозамыкающими кольцами (на рис.2 штриховая линия).

Согласно [2] три синусоидальные пульсирующие электромагнитные поля, созданные токами в фазах обмотки статора, сдвинутые в пространстве и времени относительно друг друга на угол  $2\pi/3$  радиан образуют синусоидальное движущееся в направлении чередования фаз результирующее поле. Для цилиндрических машин это движение происходит вдоль воз-

душного зазора и поле называется вращающимся. Аналогично этому процессу происходят процессы при протекании токов в фазах эквивалентной обмотки ротора (короткозамкнутого или массивного ферромагнитного). Мгновенные значения токов в фазах при этом выражаются через амплитудные значения следующим образом:

$$\begin{aligned}i_X &= I_{Xm} \cdot \sin \omega t, \\i_Y &= I_{Ym} \cdot \sin(\omega \cdot t + 2\pi/3), \\i_Z &= I_{Zm} \cdot \sin(\omega \cdot t + 4\pi/3).\end{aligned}$$

Если эти токи изобразить на рисунке синусоидальными кривыми вдоль общего короткозамыкающего кольца, то они будут представлять собой волны с изменяющейся (пульсирующей) амплитудой. Эту волну, например, для фазы  $X$  можно выразить математической формулой

$$i(t, a) = I_m \cdot \sin \omega t \cdot \cos \frac{2\pi \cdot x}{2\tau} = I_m \cdot \sin t' \cdot \cos a,$$

где  $t$  и  $a$  - временная и пространственная координаты

$$t' = \omega \cdot t = 2\pi \cdot f \cdot t = \frac{2\pi}{T} \cdot t, \quad a = \frac{2\pi}{2\tau} \cdot x = \pi x / \tau.$$

Если бы фазы короткозамкнутого ротора были изолированы, как это имеет место в роторе с фазной обмоткой, то токи, протекающие в лобовых частях фаз обмотки, создавали бы результирующую волну МДС, движущуюся в направлении чередования фаз. В данном случае лобовые части фаз объединены общим короткозамыкающим кольцом, в котором токи фаз "накладываются" друг на друга, увеличивая тем самым плотность по сравнению с плотностью тока в пазовой части витка.

Продельвая те же операции с волнами пульсирующих токов фаз ротора по разложению их на прямо и обратно движущиеся волны и сложению их подобно тому, как это делается при объяснении получения вращающейся волны МДС, создаваемой токами фаз обмотки статора, можно показать, что ток в кольце будет равен полусуммам токов в фазах

$$\begin{aligned}i_k(t, a) &= \frac{1}{2} \cdot I_{Xm} \cdot \sin(t' \cdot a) + \\&+ \frac{1}{2} \cdot I_{Ym} \cdot \sin(t' \cdot a) + \frac{1}{2} \cdot I_{Zm} \cdot \sin(t' \cdot a) = \\&= \frac{3}{2} \cdot I_{02m} \cdot \sin(t' \cdot a).\end{aligned}$$

Таким образом в короткозамыкающих кольцах обмотки ротора в результате наложения токов трех фаз образуется результирующая синусоидальная движущаяся в направлении чередования фаз волна тока с амплитудой в полтора раза большей амплитуд фазных токов в пазовой части обмотки. Это означает, что и плотность тока в короткозамкнутом кольце будет в полтора раза больше плотности тока в пазовой части и составлять  $6,1510 \cdot 10^6$  А/м<sup>2</sup>. Аналогичные процессы протекают и в массивном ферромагнитном роторе. Поэтому при проектировании асинхронных двигателей эти особенности необходимо учитывать при выборе площади сечения лобовых частей обмоток.

## ВЫВОДЫ

Заданные и принятые для использования число фаз короткозамкнутой обмотки ротора, равное числу пазов ротора ( $m_{02} = Z_2$ ), и число витков в фазе, равное  $w_{02} = 0,5$  при проектировании асинхронных двигателей приемлемы только для номинального режима работы.

Определение плотности тока в стержнях и короткозамыкающих кольцах по старой методике давало заниженные значения.

Пульсирующие токи в фазах обмотки статора создают магнитные потоки, сдвинутые в пространстве и во времени на  $2\pi/3$  радиан, наводят в роторе ЭДС, которые вызывают протекание трех токов тоже сдвинутых на тот же угол. Поэтому надо представлять короткозамкнутую обмотку и распределенную обмотку массивного ферромагнитного ротора эквивалентной одновитковой короткозамкнутой обмоткой с числом фаз, равным числу фаз обмотки статора.

Разработанная методика определения электромагнитных параметров (при  $m_{02} = m_{01}$  и  $w_{02} = 1$ ) дает реальные значения как самих параметров, так всех остальных электромагнитных величин.

Применение новой методики повысит точность расчетов характеристик и проектирование асинхронных двигателей, а также позволит создавать образцы и серии двигателей с оптимальными технико-экономическими показателями.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Шуйский В.П. Расчет электрических машин. Перевод с немецкого. - Л.: Энергия, 1968. - 732 с.
- [2] Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины. Ч. 2. - М.-Л.: Энергия, 1965. - 704 с.
- [3] Копылов И.П. Проектирование электрических машин. - М.: Энергия, 1980. - 496 с.
- [4] Вейц В.Л., Вербовой П.Ф., Кочура А.Е., Куценко Б.Н. Динамика управляемого электромеханического привода с асинхронными двигателями. - Киев: Наук. думка, 1988. - 272 с.
- [5] Вербовой П.Ф. Асинхронные двигатели для параметрического регулирования частоты вращения и интенсивных динамических режимов работы: Автореф. дис. ... д-ра техн. наук. - Киев, 1989. - 40 с.
- [6] Вербовой А.П., Вербовой П.Ф. Геометрическая интерпретация фаз эквивалентных обмоток массивного ферромагнитного ротора и его модификаций // Электротехника и электроэнергетика. - 2002. - № 2. - С. 68-72.
- [7] Вербовой А.П., Вербовой П.Ф. Расчет величины активного сопротивления массивного проводника при разбиении его на параллельные ветви // Техн. электродинамика. - 1998. - № 5. - С. 51-53.
- [8] Вербовой А.П., Вербовой П.Ф. Способы определения активного сопротивления массивных проводников // Праці ІЕД НАНУ. Електроенергетика: Зб. наук. пр. - Київ: ІЕД НАН України, 1999. - С. 133-140.
- [9] Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей. - Л.: Энергоатомиздат, 1986. - 488 с.

Поступила 28.09.2004

## РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК ВЕНТИЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ С УЧЕТОМ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ

Гетя А.Н.

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

Финкельштейн В.Б., д.т.н., проф.

Харьковская Национальная академия городского хозяйства  
Украина, 61002, Харьков, ул. Революции, 12, ХНАГХ, кафедра "Электротехника"  
тел. (057) 732-93-69, E-mail: final@kharkov.ukrpack.net

*В статті розглянуто вплив перехідних процесів у вентильному електродвигуну на характер його механічної характеристики. Отримана крива зміни струму на інтервалі комутації. Запропонована методика розрахунку механічної характеристики з врахуванням перехідних процесів.*

*В статье рассмотрено влияние переходных процессов в вентильном электродвигателе на характер его механической характеристики. Получена кривая изменения тока на интервале коммутации. Предложена методика расчета механической характеристики с учетом переходных процессов.*

Вентильные электродвигатели находят применение в современной авиационной технике в качестве привода насосных станций, в гидравлических и электромеханических следящих приводах, в различных электромеханизмах поступательного и вращательного действия и других устройствах и уверенно вытесняют коллекторные электродвигатели постоянного тока. Однако дискретность электромагнитных процессов в вентильном электродвигателе обусловленная малым числом фаз, а также совместная работа электродвигателя с полупроводниковым коммутатором и обратной связью по положению ротора, приводит к необходимости учета влияния переходных процессов в многофазной обмотке при расчете механической и рабочих характеристик.

Цель настоящей работы заключается в учете влияния переходных процессов в обмотке вентиального электродвигателя на характер его механической и рабочих характеристик.

В вентильных электродвигателях разработки ГП "ХАКБ" применяется трехфазная однослойная обмотка, соединенная в звезду. У такой обмотки в любой момент времени подключены две фазы, а третья либо замкнута накоротко с одной из работающих фаз через шунтирующий диод, либо разомкнута и ток в ней равен нулю. В процессе коммутации фаз обмотки имеют место участки нарастания и спада тока, длительность которых определяется частотой вращения электродвигателя, которая в свою очередь зависит от индуктивности и сопротивления обмотки, характеристик силовых транзисторов и шунтирующих диодов. В литературе [1], при описании переходных процессов на различных участках коммутации, делаются допущения в части того, что силовой переключающий транзистор и шунтирующий диод являются идеальными, т.е. падение напряжения на них в открытом состоянии пренебрежимо мало. Однако такое допущение справедливо только для вентильных электродвигателей малой мощности, которые имеют сопро-

тивление обмотки, превышающее сопротивление открытого канала транзистора в десятки и сотни раз. В мощных вентильных электродвигателях, предназначенных для работы от системы электроснабжения самолета с номинальным напряжением 27 В, сопротивление обмотки соизмеримо с сопротивлением открытого канала транзистора и его необходимо учитывать при расчете механической и рабочих характеристик. Для примера, сопротивление двух, последовательно соединенных, фаз трехфазной обмотки вентиального электродвигателя мощностью 3 кВт, напряжением питания 27 В, составляет 7 мОм, а сопротивление открытого канала транзистора FB180SA10 International rectifier, предназначенного для коммутации обмоток такого электродвигателя - 6,5 мОм.

В вентильных электродвигателях, с энергетической точки зрения, наиболее выгодной является двухполупериодная коммутация [2], [3], когда ток в фазе обмотки на периоде коммутации меняет свое направление. Поскольку электромагнитные процессы в вентильном электродвигателе характеризуются повторяемостью с периодом 360 электрических градусов, то время пребывания фазы под током при двухполупериодной шестишаговой коммутации определится выражением:

$$t_i = 2 \cdot t_k, \quad (1)$$

где:  $t_k$  – длительность одного шага коммутации.

$$t_k = \frac{10}{p \cdot n}, \quad (2)$$

где:  $p$  – число пар полюсов;  $n$  – частота вращения ротора, об/мин.

При такой коммутации один шаг состоит из двух интервалов [4], [5], [6]. На одном интервале рис. 1а, ток протекает в двух фазах соединенных последовательно. На другом интервале рис. 1б, происходит нарастание тока в подключаемой фазе, изменение тока в работающей фазе и спадание тока в фазе замкнутой с работающей фазой через шунтирующий диод.

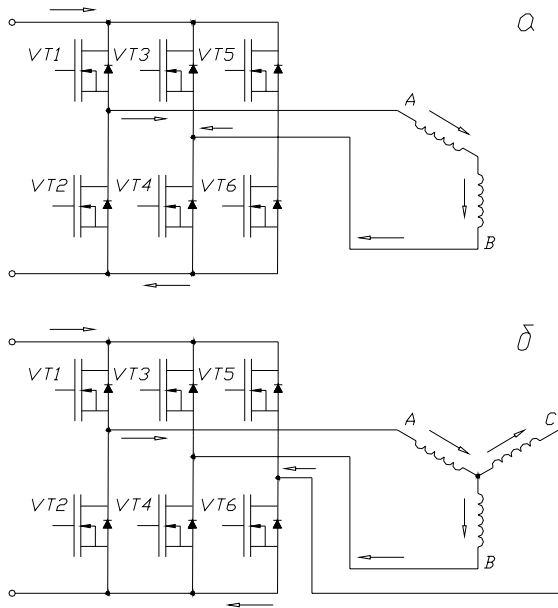


Рис. 1. Схемы подключения фаз обмотки электродвигателя на различных интервалах коммутации

При рассмотрении первого шага коммутации из рис. 1 видно первоначальное подключение к источнику питания фаз А и В через транзисторы VT1 и VT4 соответственно. После поворота ротора на 60 электрических градусов, по сигналам с датчика положения ротора, происходит отпирание транзистора VT6 и подключение к источнику питания фазы С. При этом, фаза В отключается и замыкается через шунтирующий диод транзистора VT3. В фазе А наблюдается провал тока. Минимальное и максимальное значения изменения тока в фазе А, определяется длительностью второго интервала коммутации, на котором ток протекает в трех фазах одновременно рис. 1б. В момент запуска или изменения нагрузки на валу электродвигателя, первоначальное значение тока в фазе и значение к которому он возвращается после провала, отличается друг от друга. В установившемся режиме работы эти значения тока совпадают.

Для определения мгновенных значений тока, частоты вращения и электромагнитного момента необходимо решить систему дифференциальных уравнений, описывающих процессы преобразования энергии в электродвигателе на каждом интервале коммутации с учетом падения напряжения на открытом канале транзистора и шунтирующем диоде.

На первом интервале коммутации, рис. 1а, система уравнений может быть представлена в виде:

$$\begin{cases} 2 \cdot \frac{dI}{dt} \cdot (L + M) + 2 \cdot (R + R_{VT}) \cdot I + E_{AB} = U \\ J_{pr} \cdot \frac{d\omega}{dt} = M_{дв} - M_n - M_{п} \\ M_{дв} = 2 \cdot I \cdot C_m \\ \frac{d\alpha}{dt} = \omega \end{cases} \quad (3)$$

для второго интервала согласно рис. 1б:

$$\begin{cases} (L + M) \cdot \left( \frac{dI_A}{dt} + \frac{dI_B}{dt} \right) + (R + R_{VT}) \cdot I_A + \\ \quad + (R + R_{DVT}) \cdot I_B + E_{AB} = 0 \\ (L + M) \cdot \left( \frac{dI_A}{dt} + \frac{dI_C}{dt} \right) + \\ \quad + (R + R_{VT}) \cdot (I_A + I_C) + E_{AC} = U \\ -I_A + I_B + I_C = 0 \\ J_{pr} \cdot \frac{d\omega}{dt} = M_{дв} - M_n - M_{п} \\ M_{дв} = 2 \cdot I_A \cdot C_m \\ \frac{d\alpha}{dt} = \omega \end{cases} \quad (4)$$

где  $I_A, I_B, I_C$  – токи в фазах А, В, С;  $E_{AB}, E_{AC}$  – суммарная противо-ЭДС вращения наводимая в фазах А-В и А-С соответственно;  $L=L_A=L_B=L_C$  – индуктивность фазы;  $M$  – взаимная индуктивность фаз обмотки;  $R=R_A=R_B=R_C$  – сопротивление фазы;  $R_{VT}, R_{DVT}$  – сопротивление открытого канала силового транзистора и шунтирующего диода соответственно;  $U$  – напряжение питания;  $J_{pr}$  – приведенный момент инерции вала и нагрузки;  $C_m$  – коэффициент момента;  $M_{дв}$  – электромагнитный момент;  $M_n$  – нагрузочный момент на валу электродвигателя;  $M_{п}$  – момент потерь в электродвигателе.

Момент от потерь в стали и подшипниках электродвигателя можно записать следующим образом:

$$M_{п}(\omega) = k_{ст} \cdot \omega^{0,5} + k_{подш} \cdot \omega^{2/3} \quad (5)$$

где  $k_{ст}$  – постоянный коэффициент, зависящий от геометрии магнитопровода, магнитных свойств стали и ее технологической обработки;  $k_{подш}$  – коэффициент, зависящий от размеров подшипников, вязкости примененной смазки и нагрузки действующей на подшипники.

Системы уравнений (3) и (4) интегрируются численно, например методами Рунге-Кутты. Шаг интегрирования выбирается с учетом длительности одного шага коммутации определенного из уравнения (2). Например, для обеспечения требуемой точности решения уравнений, вентильного электродвигателя мощностью 3 кВт, достаточно иметь 100 точек на одном шаге коммутации.

Начальными условиями являются значения тока в каждой фазе на конце предыдущего интервала коммутации. При подключении электродвигателя токи в фазах равны нулю.

Электрические схемы, соответствующие системам уравнений (3) и (4) приведены на рис. 2.

Для численного решения системы уравнений (3) и (4) необходимо представить разрешенными относительно первых производных.

Для интервала коммутации, согласно рис. 1а имеем:



$$\begin{cases} \frac{dI}{dt} = \frac{U - 2 \cdot (R + R_{VT}) \cdot I - E_{AB}}{2 \cdot (M + L)} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{2 \cdot I \cdot C_m - M_H - M_{II}}{J_{pr}} \\ \frac{d\alpha}{dt} = \omega \end{cases} \quad (6)$$

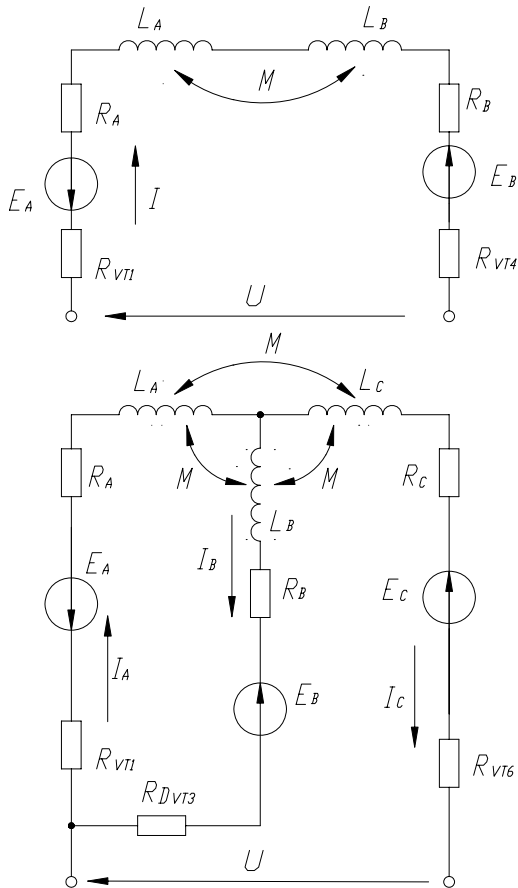


Рис. 2. Схемы обмотки и коммутатора для интервалов коммутации приведенных на рис. 1а и 1б

а, для интервала коммутации, согласно рис. 1б имеем:

$$\begin{cases} \frac{dI_A}{dt} = -\frac{1}{3 \cdot (M + L)} \cdot [(R + R_{VT}) \cdot (2 \cdot I_A + I_C) + (R + R_{DVT}) \cdot I_B + E_{AC} + E_{AB} - U] \\ \frac{dI_B}{dt} = -\frac{1}{3 \cdot (M + L)} \cdot [(R + R_{VT}) \cdot (I_A - I_C) + U - E_{AC} + 2 \cdot E_{AB} + 2 \cdot (R + R_{DVT}) \cdot I_B] \\ \frac{dI_C}{dt} = \frac{1}{3 \cdot (M + L)} \cdot [2 \cdot U - 2 \cdot E_{AC} + E_{AB} - (R + R_{VT}) \cdot (I_A + 2 \cdot I_C) + (R + R_{DVT}) \cdot I_B] \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{2 \cdot I_A \cdot C_m - M_H - M_{II}}{J_{pr}} \\ \frac{d\alpha}{dt} = \omega \end{cases} \quad (7)$$

Решения систем дифференциальных уравнений (6), (7) при различных нагрузочных моментах позволяют получить механическую и рабочие характеристики вентильного электродвигателя.

На рис. 3 приведена расчетная и экспериментальная механические характеристики вентильного электродвигателя мощностью 3 кВт. Расчетная характеристика показана сплошной линией, а экспериментальные точки, полученные в процессе испытаний, изображены квадратами. Из рис. 3 видно, что расчет с достаточной для практических целей точностью, отражает процессы, проходящие в электродвигателе.

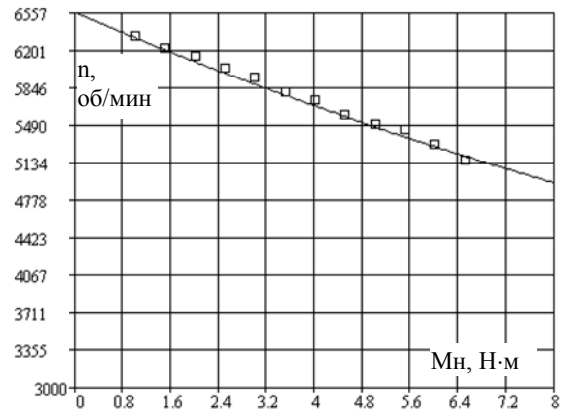


Рис. 3. Механическая характеристика вентильного электродвигателя номинальной мощностью 3 кВт  
— расчетная механическая характеристика,  
□ □ □ — измеренные значения зависимости  $n=f(M)$

Характер изменения скорости ротора, в процессе запуска, показан на рис. 4, а кривые изменения тока в фазах электродвигателя в процессе разгона приведены на рис. 5.

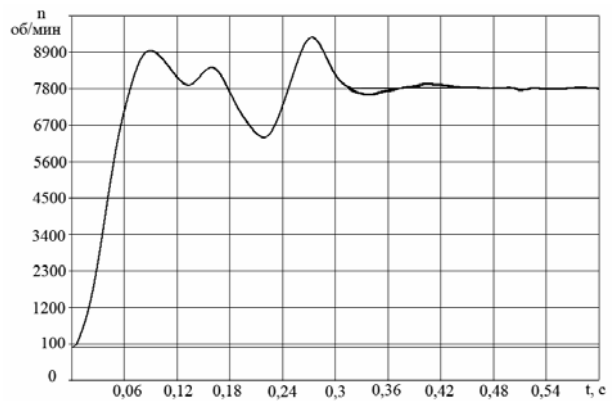


Рис. 4. Зависимость частоты вращения от времени

На рис. 5 показано нарастание тока в подключаемых фазах А и В, при этом ток в фазе С равен нулю. Далее виден второй участок коммутации на котором идет нарастание тока в подключаемой фазе С и спадание тока в отключаемой фазе В. В фазе А наблюдается колебание тока. Затем процесс повторяется.

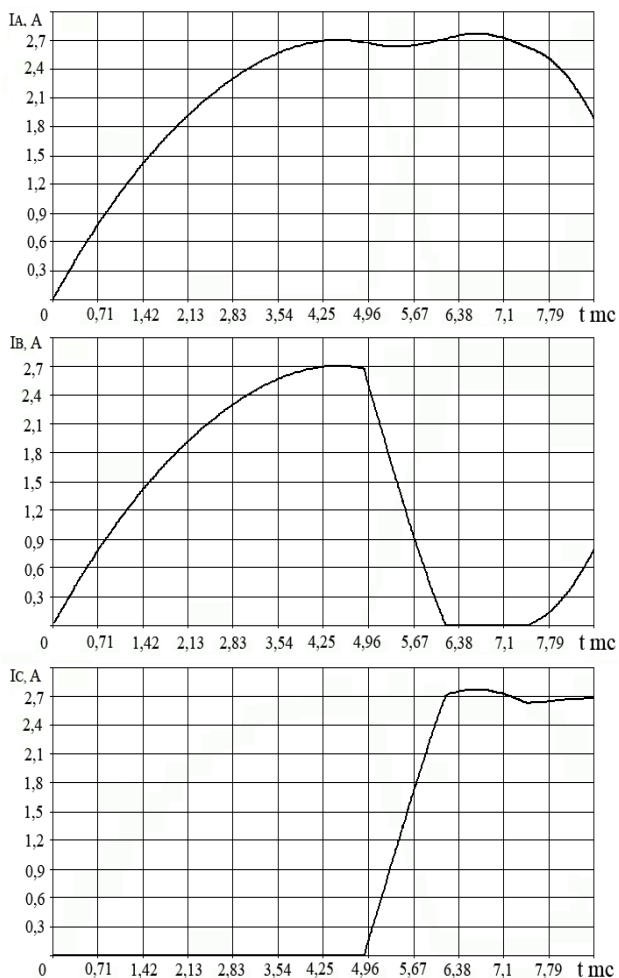


Рис. 5. Токи в фазах обмотки в процессе коммутации

Характер протекающих процессов, приведенных на рис. 4 и 5, обусловлен индуктивностью, взаимной индуктивностью и сопротивлением фаз, а также сопротивлением ключей и шунтирующего диода.

На рис. 6 представлен авиационный вентильный электродвигатель ДВ-3000 разработки и производства ГП "ХАКБ", расчет которого, выполнен по приведенной методике. КПД электродвигателя при напряжении питания 27 В и номинальной мощности 3 кВт – 83 %, а удельная мощность 0,57 кВт/кг. При напряжении питания 56 В и номинальной мощности на валу 6,8 кВт КПД составил 88 %, а удельная мощность 1,28 кВт/кг [7].

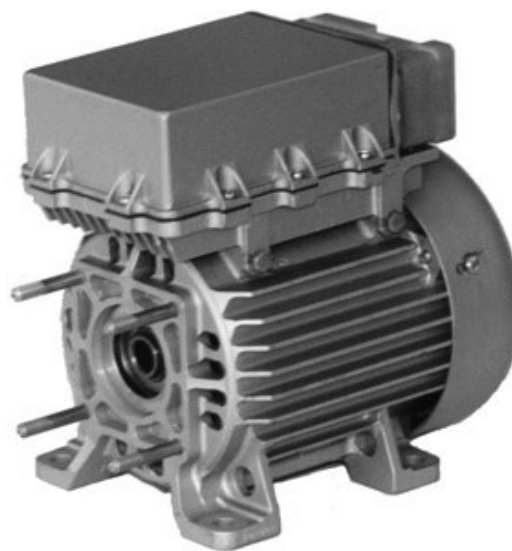


Рис. 6. Электродвигатель ДВ-3000

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Результаты расчета по предложенной методике с учетом сопротивления открытого канала силового транзистора и сопротивления перехода шунтирующего диода соответствуют измеренным параметрам вентильного электродвигателя с необходимой для инженерных расчетов точностью.

2. Вентильный электродвигатель, с параметрами, рассчитанными по данной методике, выдержал все виды испытаний и успешно эксплуатируется на самолете АН-140.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Хрушев В.В. Электрические машины систем автоматики Л.: Энергоатомиздат, 1985. 364с.
- [2] Овчинников И.Е., Лебедев Н.И. Бесконтактные двигатели постоянного тока Л.: Наука, 1979. 270с.
- [3] Адволоткин Н.П., Гращенков В.Т. и др. Управляемые бесконтактные двигатели постоянного тока Л.: Энергоатомиздат, 1984. 160с.
- [4] Brushless DC motor controller. Motorola.
- [5] J. Figueroa, J. Cros, P. Viarouge "Current control strategies for seven phase brushless DC motors" 15th International conference on electrical machines, August, 2002, Brugge, Belgium
- [6] Implementation of a sensorless speed controlled brushless DC drive using TMS320F240. Texas Instrument Europe. November 1997
- [7] Гетья А.Н., Шарабан Ю.В. Перспективы применения вентильных электродвигателей в агрегатах авиационной техники // Электротехника и электромеханика. – 2003. - № 1. –С. 26-28.

Поступила 11.01.2005

## ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ РАБОЧИХ ПРОЦЕССОВ И ЭЛЕМЕНТОВ ЭЛЕКТРОННО-ГИДРАВЛИЧЕСКИХ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ

Канюк Г.И., к.т.н., доц., Шуванов А.Н., Близниченко Е.Н.

Украинская инженерно-педагогическая академия

Украина, 61003, Харьков, Университетская, 16, УИПА, кафедра "Тепловые энергетические установки"

тел. (0572) 20-64-03.

*Розроблені загальні принципи математичного моделювання робочих процесів та елементів електронно-гідравлічних слідкуючих систем. Описані загальні принципи які використовувались при розробці конкретних математичних моделей ЕГСС імітаційних динамічних стендів.*

*Разработаны общие принципы математического моделирования рабочих процессов и элементов электронно-гидравлических следящих систем (ЭГСС). Описанные общие принципы математического моделирования рабочих процессов и элементов ЭГСС использовались при разработке конкретных математических моделей ЭГСС имитационных динамических стендов.*

Электронно-гидравлическая следящая система (ЭГСС), являющаяся разновидностью общего класса мехатронных систем [1], представляет собой комплексное устройство, построенное на основе принципов и технических средств механики, гидравлики, электроники и кибернетики и органически сочетающее в себе соответствующие рабочие процессы и элементы.

При создании и исследовании ЭГСС необходимы различные виды математических моделей ее основных элементов и подсистем: задачи предварительного анализа и, особенно, синтеза ЭГСС требуют построения максимально упрощенных, но достаточно адекватных математических моделей; проверочные расчеты и окончательная оптимизация структуры и параметров системы выполняются на основе уточненных математических моделей, реализуемых на ЭВМ при помощи численных методов анализа (вычислительный эксперимент).

Несмотря на наличие большого количества работ в области математического описания [2-8] и моделирования рабочих процессов и элементов электрогидравлических систем, непосредственное использование известных математических моделей для разработки и исследования быстродействующих прецизионных ЭГСС не представляется возможным. Необходимы систематизация и обобщение математических моделей элементов и подсистем ЭГСС, а также дополнение и уточнение моделей отдельных элементов как по содержанию, так и по формам представления.

Для разработки обобщенных математических моделей ЭГСС необходима классификация их элементов и рабочих процессов, построенная по принципу: "физический процесс" – "группа элементов ЭГСС". Должны быть сформулированы общие уравнения основных физических процессов (механических, гидравлических, электрических, информационных) и конкретные частные комбинации этих общих уравнений, описывающие те или иные группы конструктивных элементов ЭГСС.

Для разработки достаточно адекватных математических моделей ЭГСС необходимы уточнение и конкретизация существующих математических моделей и их отдельных элементов, в частности - учет и способы конкретного математического описания сле-

дующих процессов:

- сил и моментов сухого и жидкостного трения в фрикционных парах гидродвигателей, насосов, механических передач, золотниковых пар, электромеханических преобразователей;
- нелинейных расходно-перепадных характеристик золотниковых распределителей и гидравлических линий;
- инерционных и волновых эффектов в длинных гидравлических линиях;
- статических нелинейных характеристик различных элементов (нечувствительность, ограничение перемещения подвижных элементов и уровней электрических управляющих сигналов, люфтов и гистерезисных эффектов в механических передачах и электромеханических преобразователях, характеристик датчиков, квантования электрических сигналов по времени и по уровню в электронных управляющих устройствах.

Наряду с разработкой полных и точных математических моделей ЭГСС, необходимых для выполнения проверочных динамических расчетов и окончательной параметрической оптимизации требуется также разработка упрощенных, но достаточно адекватных математических моделей различных уровней для выполнения предварительного статического и динамического анализа и для синтеза алгоритмов управления электрогидравлическими исполнительными механизмами.

ЭГСС представляет собой сложную динамическую систему, функционирование которой основано на эффективном сочетании механических, гидравлических, электрических и информационных процессов.

Механические процессы представляют собой механическое движение рабочих органов насосов, гидродвигателей, распределительных и регулирующих устройств, элементов объекта регулирования, сухое трение в опорах и фрикционных парах.

Гидродинамические процессы представляют собой движение рабочих жидкостей в каналах различной формы, в т.ч. в трубопроводах, в полостях насосов, гидродвигателей и регулирующих устройств, в зазорах между трущимися поверхностями, а также сжатие жидкостей и газов в полостях и каналах насосов, гидродвигателей, пневмогидроаккумуляторов.

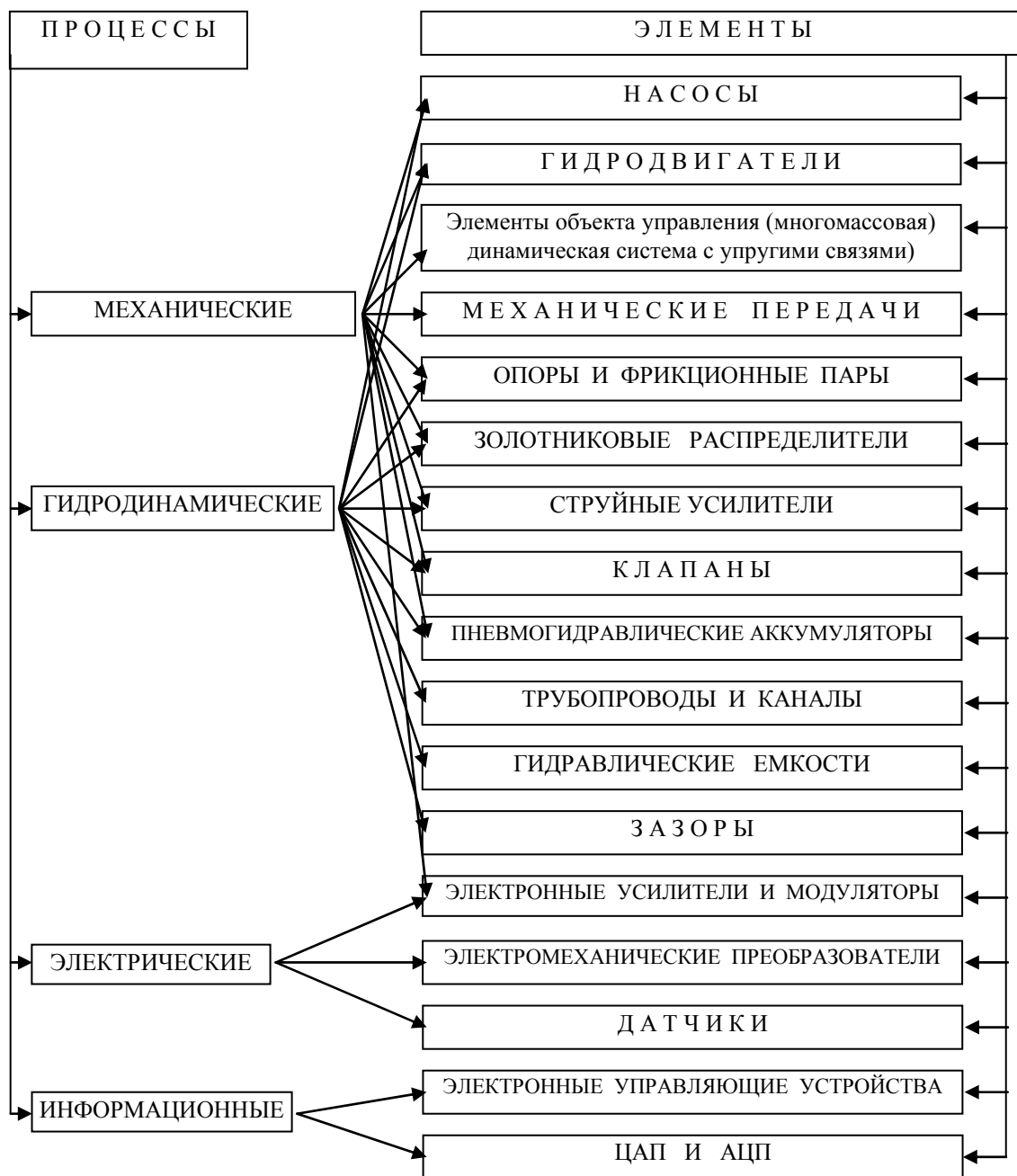


Рис.1. Рабочие процессы и элементы ЭГСС

Электрические процессы представляют собой процессы изменения напряжения и тока в электрических цепях электромеханических преобразователей, датчиков и элементов системы управления.

Информационные процессы представляют собой процессы формирования, преобразования и передачи управляющих сигналов в элементах системы управления.

В структуре ЭГСС могут быть выделены следующие основные элементы:

- элементы объекта управления (обычно объект управления представляет собой многомассовую динамическую систему с упругими связями);
- насосы;
- гидродвигатели;
- механические передачи;
- опоры и фрикционные пары сухого трения;
- золотниковые распределители (сервоклапаны);

- струйные усилители;
- клапаны;
- пневмогидравлические аккумуляторы;
- трубопроводы и соединительные каналы;
- гидравлические емкости;
- зазоры (фрикционные пары жидкостного трения);
- электромеханические преобразователи;
- электронные усилители и модуляторы;
- датчики;
- электронные управляющие устройства (управляющие ЭВМ с алгоритмическим и программным обеспечением, устройства связи с объектами управления (аналогово-цифровые и цифроаналоговые преобразователи)).

Общая структура взаимосвязи между рабочими процессами и элементами ЭГСС представлена на рис.1.

Механические процессы в ЭГСС представляют собой поступательные и вращательные (поворотные) механические перемещения элементов объектов регулирования, рабочих органов гидродвигателей (штоков гидроцилиндров и роторов гидромоторов), насосов, распределительных и регулирующих органов (золотников, клапанов, заслонок), сухое трение в опорах и фрикционных парах.

Для математического описания движения сложных динамических систем с различными видами перемещений и с большим числом степеней свободы целесообразно пользоваться уравнениями Лагранжа второго рода, число которых равно количеству степеней свободы (виртуальных перемещений) системы

$$\frac{d}{d\tau} \left( \frac{\partial E_n}{\partial \dot{X}_i} \right) - \frac{\partial E_n}{\partial X_i} + \frac{\partial \Pi_n}{\partial \Pi_i} = Q_i \quad (i=1, \dots, n), \quad (1)$$

$$\frac{d}{d\tau} \left( \frac{\partial E_b}{\partial \dot{\theta}_j} \right) - \frac{\partial E_b}{\partial X_j} + \frac{\partial \Pi_b}{\partial \Pi_j} = Q_j \quad (j=1, \dots, m), \quad (2)$$

где  $X_i$  и  $\theta_j$  – поступательные (линейные перемещения) и вращательные (углы поворота) виртуальные перемещения системы.

Кинетическая энергия поступательного ( $E_n$ ) и вращательного ( $E_b$ ) движения элементов системы определяются выражениями

$$E_n = 0,5 \cdot \sum_{i=1}^n m_i \cdot \dot{X}_i^2, \quad (3)$$

$$E_b = 0,5 \cdot \sum_{j=1}^m J_j \cdot \dot{\theta}_j^2. \quad (4)$$

где  $m_i$  и  $J_j$  – соответственно, массы и моменты инерции элементов.

Выражения для потенциальной энергии  $\Pi_n$  и  $\Pi_b$ , обусловленной упругими связями элементов, определяются суммами произведений сил упругости и крутящих моментов на соответствующие линейные ( $\Delta X_i$ ) или угловые ( $\Delta Q_j$ ) перемещения элементов (в свою очередь, силы упругости и крутящие моменты представляют собой произведения линейных ( $C_{л}$ ) или крутильных ( $C_{кр}$ ) жесткостей элементов на соответствующие изменения виртуальных перемещений), т.е.

$$\Pi_n = \sum_{i=1}^n C_{ли} \cdot \Delta X_i \cdot X_i, \quad (5)$$

$$\Pi_b = \sum_{j=1}^m C_{крj} \cdot \Delta X_j \cdot X_j, \quad (6)$$

Вычислив производные от потенциальной и кинетической энергии системы по обобщенным координатам ( $X_i, \theta_j$ ) и обобщенным скоростям ( $\dot{X}_i, \dot{\theta}_j$ ) и записав выражения для обобщенных сил  $Q_i, Q_j$ , действующих на каждом поступательном и вращательном возможном перемещении, из уравнений (1,2) можно получить конкретные уравнения движения любой сложной динамической системы.

Математическое описание гидродинамических процессов основано на общих уравнениях динамики сплошной среды:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{– уравнение сплошности (неразрывности)} \\ \text{потока} \\ \frac{\partial \rho}{\partial \tau} + \operatorname{div}(\rho \vec{u}) = 0, \\ \text{– уравнение движения среды (уравнение} \\ \text{Навье – Стокса)} \\ \rho \cdot \frac{\partial \vec{u}}{\partial \tau} = \rho \cdot \vec{f}_0 - \operatorname{grad}(P + \frac{2}{3} \cdot \mu \cdot \operatorname{div} \vec{u}) + 2 \cdot \operatorname{div}(\mu \cdot \varepsilon), \\ \text{– уравнение энергии} \\ \rho \cdot C_p \cdot \frac{\partial t}{\partial \tau} = \operatorname{div}(\lambda \cdot \operatorname{grad} t) - \operatorname{div}(\rho \cdot C_p \cdot \vec{u} t) + \frac{dP}{d\tau} + \Phi. \end{array} \right. \quad (7)$$

$\vec{u}, P, t$  – скорость, давление и температура среды;  
 $\vec{f}_0$  – вектор плотности внешних объемных сил;  
 $\varepsilon$  – тензор скоростей деформаций;  
 $\Phi$  – диссипативная функция;  
 $\tau$  – время.

Здесь  $\rho, C_p, \mu, \lambda$  – плотность, удельная теплоемкость, динамический коэффициент вязкости и теплопроводности рабочей жидкости;

Для изотермического движения несжимаемой жидкости система уравнений (7) принимает вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} \operatorname{div} \vec{u} = 0 \\ \rho \cdot \frac{d\vec{u}}{d\tau} = \rho \cdot \vec{f}_0 - \operatorname{grad} P + \mu \cdot \nabla^2 \cdot \vec{u}. \end{array} \right. \quad (8)$$

Решение прикладных задач, связанных с рассмотрением неустановившегося неадиабатического движения сплошных сред, встречает практически непреодолимые трудности. Поэтому в практических приложениях обычно используются квазистационарные одномерные модели неустановившихся потоков. При этом сжимаемость рабочих сред учитывается составляющими расходов жидкости, идущих на заполнение условных гидравлических емкостей (полостей):

$$Q_{сж} = \frac{V}{\chi} \cdot \frac{dP}{d\tau}, \quad (9)$$

где  $V$  – объем полости;  $\chi$  – адиабатический модуль упругости рабочей жидкости.

При принятых допущениях дифференциальное уравнение неразрывности сводится к уравнению баланса расходов, а дифференциальное уравнение движения жидкости (уравнение Навье-Стокса) – к уравнению Бернулли для неустановившегося потока жидкости, которое записывается для участков постоянного поперечного сечения (простых гидравлических линий):

$$Z_1 + \frac{P_1}{\rho \cdot g} + \frac{\alpha_1 \cdot u_1^2}{2g} = Z_2 + \frac{P_2}{\rho \cdot g} + \frac{\alpha_2 \cdot u_2^2}{2 \cdot g} + \left( \lambda_{тр} \cdot \frac{l}{d} + \zeta_M \right) \cdot \frac{u_2^2}{2 \cdot g} + \alpha_0 \cdot \frac{l}{g} \cdot \frac{dU}{d\tau}, \quad (10)$$

или

$$P_1 - P_2 = \rho \cdot g \cdot (Z_1 - Z_2) + \frac{\rho \cdot Q^2}{2 \cdot S^2} \times \left[ (\alpha_1 - \alpha_2) + \left( \lambda_{тр} \cdot \frac{l}{d} + \zeta_M \right) \right] + \alpha_0 \cdot \frac{\rho l}{S} \cdot \frac{dQ}{d\tau} \quad (11)$$

Здесь  $U_1$  и  $U_2$ ,  $P_1$  и  $P_2$  – скорости и давление в выбранных сечениях потока;  $Q$  – расход жидкости;  $l$ ,  $d$  и  $S$  – длина, диаметр и площадь поперечного сече-

ния канала;  $\lambda_{тр}$  и  $\zeta_M$  – коэффициенты гидравлического трения и местного сопротивления.

В высоконапорных турбулентных потоках рабочих сред перепад давлений, обусловленный разностью геометрических уровней  $Z_1 - Z_2$  обычно пренебрежимо мал по сравнению с перепадом, обусловленным гидравлическими потерями трения и в местных сопротивлениях, а коэффициенты неравномерности распределения поля скоростей по сечению канала  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  и коэффициент количества движения  $\alpha_0$  можно считать равными единице. В этом случае уравнение Бернулли принимает вид:

$$P_1 - P_2 = \left( \lambda \cdot \frac{l}{d} + \zeta_M \right) \frac{\rho \cdot Q^2}{2 \cdot S^2} + \alpha_0 \cdot \frac{\rho \cdot l}{S} \cdot \frac{dQ}{dt}. \quad (12)$$

При ламинарном движении рабочих жидкостей в малых зазорах и щелях скорость движения в поперечном направлении (по толщине слоя) пренебрежимо мала по сравнению со скоростями движения в других направлениях, а интенсивность изменения скорости по толщине слоя наоборот, значительно выше. Это позволяет перейти от общей системы уравнений динамики сплошной среды к системе уравнений Рейнольдса для смазочного слоя:

$$\begin{cases} \operatorname{div} \vec{u} = 0; \\ \frac{\partial P}{\partial x} = \mu \cdot \frac{\partial^2 u_x}{\partial y^2}; \\ \frac{\partial P}{\partial y} = 0; \\ \frac{\partial P}{\partial z} = \mu \cdot \frac{\partial^2 u_z}{\partial y^2}. \end{cases} \quad (13)$$

Математические модели информационных процессов в системах управления ЭГСС могут быть построены на основе теории импульсных устройств [6] с использованием звеньев чистого запаздывания, имеющих передаточную функцию:

$$W(S) = \frac{X_{\text{вых}}(S)}{X_{\text{вх}}(S)} = l^{-TS}, \quad (14)$$

где  $T$  – время запаздывания, определяемое периодом квантования (периодом дискретности) элементов цифровых систем управления.

В непрерывной и дискретной временных областях математические модели звена запаздывания (14) соответственно имеют вид:

$$X_{\text{вых}}(t) = X_{\text{вх}} \cdot (t - T), \quad (15)$$

$$X_{\text{вых}}^*(k \cdot T) = X_{\text{вх}}^* \cdot [(k - 1) \cdot T]. \quad (16)$$

Описанные общие принципы математического моделирования рабочих процессов и элементов ЭГСС использовались при разработке конкретных математических моделей ЭГСС имитационных динамических стендов [9].

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Мехатроника: Пер. с япон. / Исии Т., Симояма И., Иноуэ Х. и др. - М.: Мир, 1988. - 318 с.: ил.
- [2] Автоматизированное проектирование машиностроительного привода / И.И. Бажин, Ю.Г. Беренгард, М.М. Гайцори и др.; Под общей ред. С.А. Ермакова. - М.: Машиностроение, 1988. - 312 с.: ил.
- [3] Смирнова В.И., Разинцев В.И. Проектирование и расчет автоматизированных приводов. - М.: Машиностроение, 1990. - 368 с.: ил.
- [4] Попов Д.Н. Динамика и регулирование гидро- и пневмосистем. - М.: Машиностроение, 1976. - 424 с.: ил.
- [5] Устройства и элементы систем автоматического регулирования и управления. Техническая кибернетика. Книга 3. Исполнительные устройства и сервомеханизмы / П.В. Бирюков, А.Г. Боровков, Е.С. Блейз и др. Под ред. В.В. Солодовникова. - М.: Машиностроение, 1976. - 735 с.: ил.
- [6] Иващенко Н.Н. Автоматическое регулирование. Теория и элементы систем. - М.: Машиностроение, 1978. - 736 с.: ил.
- [7] Либерман К.Б. Опыт разработки оптимальных автоматических гидроприводов / О-во "Знание" РСФСР. ЛДНТП. - Сер. Автоматизация производства и управления на основе применения ЭВМ. - Л., 1989. - 24 с.: ил.
- [8] Попов Е.П. Теория линейных систем автоматического регулирования и управления. - М.: Наука, 1989. - 304 с.: ил.
- [9] Канюк Г.И. Математическая модель электрогидравлического привода имитационного динамического стенда. - Харьков, "Вестник Харьковского государственного политехнического университета" Вып. 43 -1999. - с.25-37.

Поступила 30.09.2004

## ОПЫТНЫЙ ОБРАЗЕЦ ДВУХПОЗИЦИОННОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПРИВОДА ВАКУУМНОГО ВЫКЛЮЧАТЕЛЯ СРЕДНЕГО НАПРЯЖЕНИЯ

Клименко Б.В., д.т.н., проф., Гречко А.М., аспирант  
Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"  
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Электрические аппараты"  
тел. (057) 707-62-81, E-mail: kbv@kpi.kharkov.ua.

Бугайчук В.М.  
Кременчугская электротехническая компания "АМПЕР"  
Украина, 39605, Кременчуг, Полтавская обл., ул. Красина, 6  
тел. (05366) 3-30-98, E-mail: info@amper.poltava.ua.

*На прикладі дослідного зразку двопозиційного електромагнітного приводу вакуумного вимикача показано технічне рішення проблеми збільшення сили утримання рухомої частини магнітопроводу при знеструмлених котушках. Розглянуто принципи дії запропонованої конструкції електромагнітного приводу. Розглянуто конструктивні особливості основних елементів вакуумного вимикача.*

*На примере опытного образца двухпозиционного электромагнитного привода вакуумного выключателя показано техническое решение проблемы повышения силы удержания подвижной части магнитопровода при обесточенных катушках. Рассмотрен принцип работы предложенной конструкции электромагнитного привода. Рассмотрены конструктивные особенности основных элементов вакуумного выключателя.*

### ВВЕДЕНИЕ

В последнее время среди ведущих специалистов в области коммутационного оборудования часто возникают дискуссии о преимуществах и недостатках применения вакуумной и элегазовой коммутационной техники в сетях среднего напряжения в Восточно-европейских странах. Особенно пристальное внимание этой проблеме уделяется в странах бывшего СССР (кроме того, до сих пор в некоторых странах СНГ существуют запреты по применению вакуумной коммутационной техники для определенных коммутационных задач, связанные с отрицательным опытом эксплуатации первых образцов вакуумных выключателей) [1]. В отличие от Восточной Европы, в Западной уже достаточно давно разработана и успешно применяется политика по внедрению в электротехническую промышленность в качестве коммутационных аппаратов вакуумного оборудования для сетей среднего класса напряжения.

К выключателям среднего и высокого напряжения со стороны эксплуатационных служб электроэнергетических предприятий предъявляются следующие требования [2, 3]:

- высокий механический и коммутационный ресурс;
- минимум обслуживания и затрат при эксплуатации;
- высокая надежность;
- взрыво- и пожаробезопасность;
- отсутствие загрязнения окружающей среды.

Перечисленным требованиям полностью удовлетворяют вакуумные выключатели (в сетях среднего напряжения) и элегазовые выключатели (в сетях среднего и высокого напряжения).

За последние 15 лет в мире практически не вводилось в эксплуатацию никаких других выключателей на среднее напряжение 6 – 35 кВ, кроме вакуумных. На мировом рынке динамика спроса на выключатели различного типа на средние напряжения в

период с 1975-1990 гг. имеет следующий характер [4] (рис. 1):

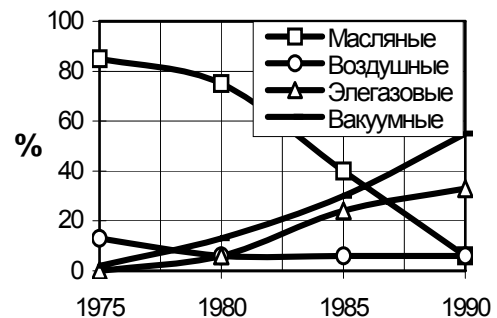


Рис. 1. Динамика спроса на выключатели различного типа на среднее напряжение в период с 1975-1990 гг

Как показывает анализ рынка, ожидаемый спрос на вакуумную коммутационную технику к 2010 году составит 80% всего рынка коммутационной техники среднего напряжения [1].

### ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Современное состояние отечественного и мирового коммутационного оборудования определяется решением следующих основных проблем [4]:

- определение судьбы находящихся длительное время в эксплуатации аппаратов;
- создание новых более совершенных конструкций аппаратов.

Именно решению последней проблемы уделяют особое внимание ведущие производители коммутационного оборудования, как на Украине, так и за рубежом.

Как уже отмечалось [5], в специализированной лаборатории при ЗАО "Кременчугская электротехническая компания "АМПЕР" совместно с кафедрой электрических аппаратов НТУ "ХПИ" был разработан и впоследствии изготовлен опытный образец вакуум-

ного выключателя на напряжения 6 – 35 кВ с использованием запатентованной конструкции двухпозиционного электромагнитного привода [6]. Описание новой конструкции электромагнита подробным образом было изложено в предыдущей публикации [5]. В настоящей статье основное внимание будет уделено описанию принципа работы разработанного электромагнитного привода (рис. 2 и 3), а также конструкции опытного образца вакуумного выключателя.

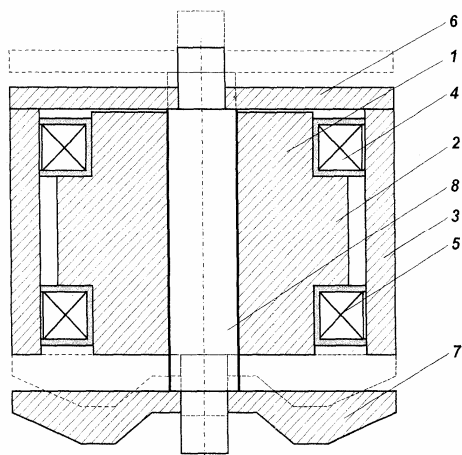


Рис. 2. Профильная проекция (осевое сечение) предлагаемого двухпозиционного электромагнита

На рис. 2 обозначено: 1 - сердечник; 2 – кольцеобразный выступ на сердечнике; 3 - корпус; 4, 5 - катушки; 6, 7 — дискообразные якоря; 8 — немагнитный шток.

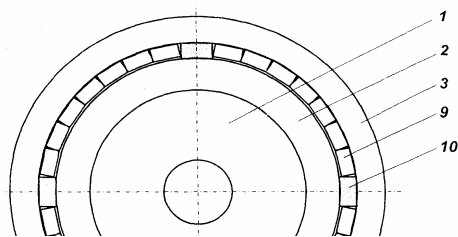


Рис. 3. Горизонтальная проекция (центральное сечение) предложенного двухпозиционного электромагнита

На рис. 3 обозначено: 1 - сердечник; 2 – кольцеобразный выступ на сердечнике; 3 - корпус; 9 - постоянный магнит; 10 - немагнитная деталь, которая соединяет сердечник с корпусом.

Целью разработки новой конструкции электромагнита являлось увеличение силы удержания подвижной части магнитопровода при обесточенных катушках. Решение поставленной задачи было достигнуто за счет создания удерживающей силы не в одном, а в двух зазорах.

#### ПРИНЦИП РАБОТЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТА

Устройство работает следующим образом. Когда один из якорей, например, 6 притянут к неподвижной части магнитопровода, которая состоит из сердечника 1 с кольцеобразным выступом 2 и кольцеобразного корпуса 3, причем корпус с сердечником соединены с помощью немагнитных деталей 10, которые только частично заполняют зазор между выступом сердечника и корпусом, соответствующий якорь надежно

удерживается в этом положении при обесточенных катушках 4 та 5, благодаря магнитному потоку, который создается постоянными магнитами 9, которые располагаются в незанятой немагнитными деталями части зазора между кольцеобразным выступом сердечника и корпусом. Этот магнитный поток значительно превышает поток через противоположный якорь 7, так как между этим якорем и неподвижной частью магнитопровода существует относительно большой немагнитный зазор, который приблизительно вдвое больше, чем рабочий ход якоря. На рис. 4 приведен расчет магнитного поля электромагнита (осесимметричная задача) с использованием специализированной комплексной программы FEMM, размещенной на сайте <http://femm.berlios.de>.

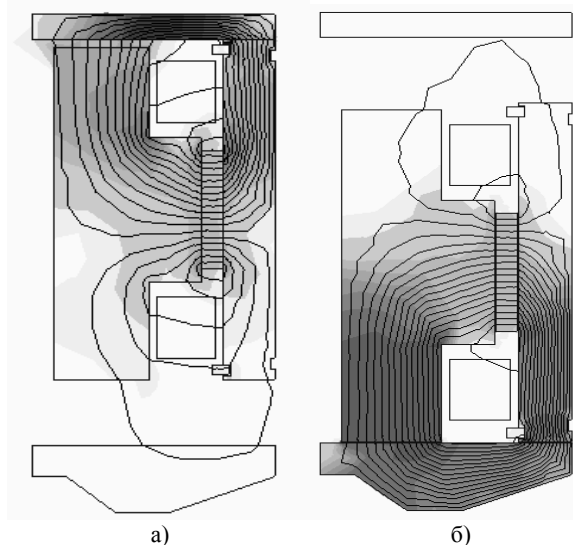


Рис. 4. Распределение магнитного поля в электромагните в положении отключено (а) и включено (б)

Если пропустить ток соответствующей величины и направления через расположенную со стороны этого зазора катушку 5, магнитный поток, созданный током катушки 5, через якорь 6, прижатый к неподвижной части магнитопровода, будет вычитаться от потока, созданного постоянными магнитами 9, поэтому результирующий магнитный поток через этот якорь уменьшится. Магнитный поток, созданный током катушки, через противоположный якорь 7 будет прибавляться к потоку, который создает постоянный магнит, поэтому результирующий магнитный поток через этот якорь, наоборот, увеличится и якоря 6 и 7, благодаря штоку 8, который их соединяет, начнут перемещаться таким образом, что немагнитный зазор со стороны катушки, через которую течет ток, начнет уменьшаться, а зазор со стороны обесточенной катушки, начнет увеличиваться. Когда якорь 7 упрется в неподвижную часть магнитопровода, он останется в этом положении и после отключения соответствующей катушки благодаря магнитному потоку, который создают постоянные магниты, который перетекает в сторону меньшего зазора (рис. 4 б).

Переключение электромагнита в исходное положение обеспечивается пропусканием тока соответствующей величины и направления через катушку 4. Данный электромагнит является двухпозиционным,



так как имеет два установившихся положения при обесточенных катушках.

Благодаря тому, что сила, которая прижимает якорь к неподвижной части магнитопровода в предлагаемой конструкции электромагнита создается в двух зазорах - между якорем и сердечником и между якорем и корпусом - результирующая сила удержания подвижной части магнитопровода при обесточенных катушках увеличивается приблизительно вдвое по сравнению с силой удержания в электромагните, где сила удержания создается только в одном зазоре, при той же самой величине магнитного потока, то есть при той же самой массе постоянных магнитов, и при том же самом поперечном сечении магнитопровода.

Эффективность предлагаемого устройства подтверждается сравнительными испытаниями электромагнита выключателя VM1 [7], конструкция которого является наиболее близкой к оптимальному решению с точки зрения силы удержания подвижной части магнитопровода при обесточенных катушках и предложенного электромагнита, который при меньших габаритных размерах, меньшей общей массе и меньшей массе постоянных магнитов обеспечивал силу удержания приблизительно 7 кН, в то время, как электромагнит выключателя VM1 обеспечивал силу удержания приблизительно 4 кН.

Сравнительные характеристики электромагнита выключателя VM1 концерна АВВ и разработанного электромагнита (ЭМ2) приведены в таблице 1. Испытания проводились в лаборатории ЗАО «Кременчугская электротехническая компания "АМПЕР"».

Таблица 1

Показатели электромагнита	VM1	ЭМ2
Общие габариты электромагнита, дм <sup>3</sup>	5, 2	2, 8
Объем активного материала якоря, см <sup>3</sup>	675	242
Объем постоянных магнитов, см <sup>3</sup>	100	72
Сила удержания подвижной части магнитопровода при обесточенных катушках, кН	4	7
Время включения, мс	50	48
Время отключения, мс	33	40

Здесь может возникнуть вопрос: действительно ли необходимо столь значительное увеличение силы удержания (и как следствие, силы контактного нажатия) и каковы причины такой необходимости? Ответ на этот вопрос заключается в следующем.

### СИЛА КОНТАКТНОГО НАЖАТИЯ КАК ОДИН ИЗ ФАКТОРОВ НАДЕЖНОЙ РАБОТЫ ВАКУУМНОГО ВЫКЛЮЧАТЕЛЯ

Одной из причин отказов в работе коммутационных аппаратов является сваривание контактов. Сваривание характеризуется усилием, которое необходимо приложить к контактам для их размыкания. В замкнутых контактах сваривание происходит вследствие выделения большого количества тепла в зоне контактных площадок при перегрузках или сквозных токах короткого замыкания. При протекании таких токов через контакты они могут свариваться настолько прочно, что отключающий механизм будет не в

состоянии их разомкнуть, что приведет к возникновению аварийных ситуаций в сетях электроснабжения жилых районов и промышленных предприятий.

Применительно к сильноточным коммутационным аппаратам сваривание в большей или меньшей степени происходит практически всегда. Значит, если невозможно полностью избежать этого негативного явления, то необходимо свести его влияние к минимуму. Одним из основных направлений решения проблемы сваривания контактов является разработка коммутационных аппаратов, имеющих такие параметры контактной системы (форма и размер контактов, контактное нажатие и др.), которые бы обеспечили надежную работу контактов [8].

Эффективным средством борьбы со свариванием является увеличение силы контактного нажатия. На основе анализа результатов испытаний в [9] приводятся зависимости усилий приваривания контактов при сквозных токах короткого замыкания. Кривые построены для постоянного отношения разъединяющего усилия  $Q_0$  к нажатию на контактах  $Q_K$  (рис. 6). Приведем краткие пояснения к полученным зависимостям. Например, при сквозном токе короткого замыкания в 20 кА и при нажатии на контактах  $Q_K = 400$  Н разъединяющее усилие  $Q_0$  будет равно 4000 Н; при нажатии на контактах в 1000 Н разъединяющее усилие равно также 1000 Н; а уже при нажатии на контактах приблизительно в 2500 Н разъединяющее усилие приблизительно равно всего 250 Н.

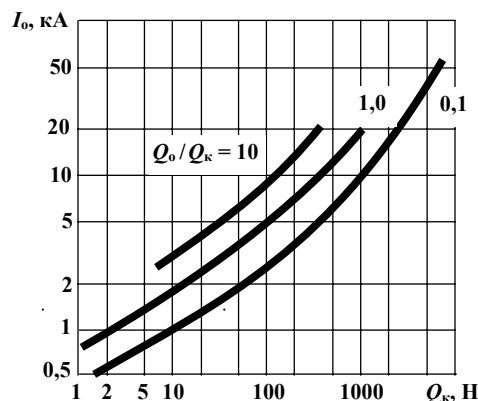


Рис. 6. Графики для определения усилия приваривания контактов  $Q_0$  в зависимости от сквозных токов короткого замыкания  $I_0$  и нажатий на контактах  $Q_K$

При протекании токов короткого замыкания возникают электродинамические силы, которые стремятся отбросить подвижные контакты от неподвижных. Этот эффект обусловлен взаимодействием токов, стягивающихся к маленьким площадкам на контактной поверхности, через которые ток переходит из одного контакта в другой. Произвести точный расчет отбрасывающих усилий довольно затруднительно вследствие того, что размеры и число этих площадок неизвестно. Приближенно значение силы отброса вычисляется по формуле [9]:

$$Q_0 = k \cdot i^2, \quad (1)$$

где  $Q_0$  – сила отброса, Н;  $k$  – коэффициент, определяемый по результатам испытаний, Н/кА<sup>2</sup>;  $i$  – величина тока, кА.

Разные источники приводят различные значения для коэффициента  $k$ . Обобщив их, можно сделать заключение, что  $k = 0.2 \div 1.5 \text{ Н/кА}^2$ . Тогда, например, при значении номинального отключаемого тока  $I_{\text{НОМ.ОТКЛ}}$  в 20 кА ударный ток будет приблизительно равен  $2.5 \cdot I_{\text{НОМ.ОТКЛ}} = 50 \text{ кА}$ , а значение силы отброса  $Q_0 = 500 \dots 3750 \text{ Н}$ .

Такая значительная величина силы отброса может привести к самопроизвольному размыканию контактов при больших сквозных токах короткого замыкания, что для большинства конструкций сильноточных аппаратов является недопустимым, т.к. помимо значительного выгорания контактов и потери провала может иметь место вторичное сваривание контактов [8].

Подводя итог вышесказанному, отметим, что обеспечение достаточно большого значения силы контактного нажатия и силы удержания подвижной части магнитопровода при обесточенных катушках позволяет значительно уменьшить силу сваривания контактов, уменьшить разъединяющее усилие и компенсировать силу отброса контактов при больших токах, что существенно повышает электродинамическую стойкость и надежность работы вакуумного выключателя.

#### ОПЫТНЫЙ ОБРАЗЕЦ ВАКУУМНОГО ВЫКЛЮЧАТЕЛЯ

Внешний вид изготовленного вакуумного выключателя показан на рис. 7 (а, б).

На рис. 7а обозначено: 1 – верхний ввод; 2 – изоляционный каркас полюса; 3 – нижний ввод; 4 – корпус выключателя; 5 – подшипник рычага.

На рис. 7б обозначено: 1 – корпус выключателя; 2 – двухпозиционный электромагнит; 3 – рычаг; 4 – опытная плата управления (предварительное месторасположение).

Характеризуя конструктивные особенности представленного вакуумного выключателя, следует подробнее остановиться на особенностях его основных узлов.

#### ПОЛЮС

В полюсах установлены вакуумные дугогасительные камеры последнего поколения с максимальным коммутационным ресурсом и минимальным током среза. Гашение дуги происходит в вакуумной камере. Коммутационная камера находится между двумя керамическими изоляторами. Неподвижный и подвижный контакты подключаются к внешним токовым вводам, при этом неподвижный контакт жестко прикрепляется к корпусу выключателя, а подвижный контакт – к приводу выключателя, который может перемещаться в вакуумной камере без нарушения вакуума только на несколько миллиметров за счет наличия металлического сильфона. Тарельчатые пружины поджаты встроены в изолирующую тягу. Внутреннее давление вакуумной камеры составляет меньше, чем  $10^{-7}$  бар. Характеристики контактного материала и сама геометрия контактов соответствует техническим требованиям выключателя. Так как при коммутациях в вакуумной камере гашение дуги происходит без каких-либо продуктов разложения, ваку-

ум не ухудшает своих диэлектрических свойств. Благодаря отсутствию в вакууме окисления, поверхности контактов остаются чистыми. При этом в течение всего срока эксплуатации сохраняется очень низкое переходное сопротивление контактов.

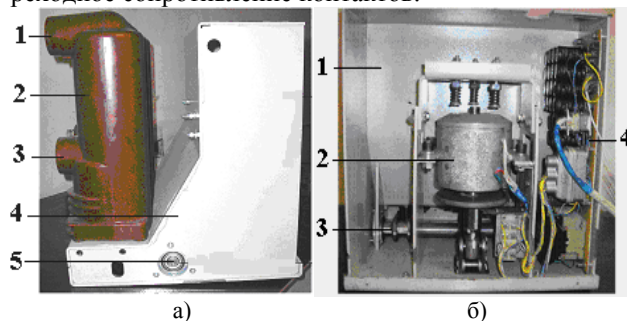


Рис. 7. Опытный образец вакуумного выключателя

Обобщая все вышесказанное, можно сделать вывод, что в отношении надежности принцип вакуумного дугогашения превосходит все остальные.

#### ПЛАТА УПРАВЛЕНИЯ

Плата управления опытного образца вакуумного выключателя размещается в корпусе выключателя. Предварительное месторасположение платы управления выбрано сбоку от электромагнита, как показано на рис. 7б. Такой выбор был обусловлен достаточно свободным доступом ко всем основным элементам платы управления. Необходимо отметить, что данное месторасположение платы управления является предварительным на период проведения испытаний на механический ресурс ВО, коммутационный ресурс ВО (при номинальном токе и номинальном токе отключения), собственное время включения и отключения и пр.

В перспективе планируется использовать в плате новые электронные компоненты, которые будут гарантировать высокую надежность работы схемы. Применение микроконтроллерного управления повысит быстрдействие выключателя и расширит его функциональные возможности.

#### ЭЛЕКТРОМАГНИТ

Разработанный электромагнит, установленный непосредственно внутри корпуса вакуумного выключателя, показан на рис. 8.

Это двухпозиционный электромагнит, т.е. электромагнит с двумя устойчивыми состояниями при обесточенных обмотках в положениях ВКЛЮЧЕНО и ОТКЛЮЧЕНО выключателя. В двухпозиционном электромагните перемещающиеся верхний и нижний якоря, жестко закрепленные с помощью немагнитного штока, удерживаются с большими усилиями в крайних положениях, благодаря встроенным в магнитную цепь высококоэрцитивным постоянным магнитам. Перемещение якорей осуществляется двумя катушками и начинается, когда тяговое усилие соответствующей катушки с учетом действия контактных (тарельчатых), возвратных и амортизирующих пружин превысит усилие магнитной защелки.

Амортизирующие пружины 1 обеспечивают дополнительное нажатие на верхний якорь 2 в положении ОТКЛЮЧЕНО, и смягчают удар нижнего якоря

14 на конечном участке его движения. Начало момента соприкосновения якоря 2 с наконечниками 9 амортизирующих пружин 1 регулируется с помощью соответствующих гаек 8.

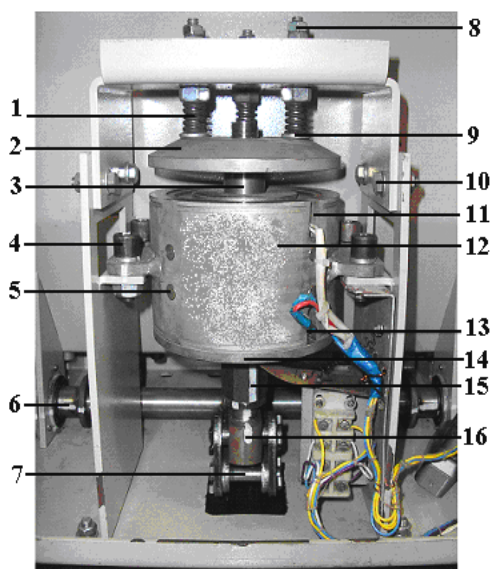


Рис. 8. Внешний вид конструкции опытного образца электромагнитного привода

На рис. 8 обозначено: 1 – амортизирующие пружины; 2 – верхний якорь; 3 – немагнитный шток; 4 – разъемное соединение корпусов электромагнита и выключателя; 5 – немагнитные штифты, соединяющие сердечник с корпусом; 6 – рычаг; 7 – штифт, соединяющий основание немагнитного штока с валом электромагнита; 8 – гайки, регулирующие момент удара верхнего якоря по наконечникам тарельчатых пружин; 9 – наконечники амортизирующих пружин; 10 – разъемное соединение крышки с тарельчатыми пружинами и корпуса выключателя; 11 – конструктивный вырез в корпусе электромагнита для выводов включающей катушки; 12 – корпус электромагнита; 13 – конструктивный вырез в корпусе электромагнита для выводов отключающей катушки; 14 – нижний якорь; 15 – гайка, регулирующая провал контактов; 16 – деталь, соединяющая основание немагнитного штока с валом электромагнита.

В качестве постоянных магнитов используются современные магнитотвердые материалы на основе редкоземельных металлов типа Nd-Fe-B с высокой удельной энергией и коэрцитивной силой, достигающей 1000 кА/м. Современные магнитные технологии позволяют обеспечить необходимые временные и силовые характеристики для вакуумных коммутационных аппаратов.

Исследовательские испытания разработанного электромагнита показали, что, благодаря данной конструкции привода, удалось достичь необходимых операционных механических функций выключателя, а именно:

- обеспечить надежное и стабильное включение и отключение с нормированными параметрами;
- надежно фиксировать выключатель с помощью "магнитных защелок" в обоих крайних положениях ОТКЛЮЧЕНО и ВКЛЮЧЕНО.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Разработанная конструкция двухпозиционного поляризованного электромагнита за счет применения высококоэрцитивных постоянных магнитов и создания удерживающего усилия в двух зазорах позволяет обеспечить значительные контактные нажатия (свыше 20 кН) в вакуумных камерах, что в свою очередь обеспечивает неприваривание контактов выключателя при коммутации токов 20 кА и более.

2. Существующие методы расчетов, реализуемые в современных компьютерных программах, дают возможность построения математической модели и проведения оптимизации параметров новой конструкции электромагнита с целью улучшения его основных статических (усилие удержания во включенном положении) и динамических (быстродействие) характеристик, в первую очередь, при отключении выключателя.

3. Результаты предварительных исследовательских испытаний позволяют говорить о перспективности применения описанной конструкции электромагнита в качестве привода в вакуумных выключателях средних напряжений и конкурентоспособности выключателей с электромагнитным приводом по показателю отключаемого тока с выключателями, оснащенными пружинно-моторными приводами.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Евдокунин Г.А., Тилер Г. Современная вакуумная коммутационная техника для сетей среднего напряжения. – СПб: Издательство Сизова М.П., 2000. – 114 с., с илл.
- [2] Гилев А. А. Сравнительная характеристика приводов вакуумных выключателей. //Электротехника і електро-механіка. - 2002. - №3. - С. 28-29.
- [3] Рывкин А. М., Козлов В. Б. Сравнение вакуумного выключателя ВВ-10 с выключателями других видов.//Электротехническая промышленность. Серия «Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы». – 1981. – Вып. №1.-С. 6-9.
- [4] Белкин Г.С., Вариводов В.Н. Состояние и перспективы развития коммутационной аппаратуры высокого напряжения. // Электричество. – 2001. - №9. – С. 24 – 29.
- [5] Клименко Б.В., Бугайчук В.М., Гречко А.М. Электромагнитные приводы вакуумных выключателей средних напряжений. // Вестник НТУ «ХПИ». – 2004. - № 42. – С. 73 – 80.
- [6] Патент України № 70574А Двопозиційний електромагніт // авт. Бугайчук В.М., Клименко Б.В. Опубл.15.10.2004 р., Бюл. №10.
- [7] VMI. Vakuu - Leistungsschalter mit Magnetantrieb / Каталог ABB Calor Emag Mittelspannung GmbH - ABB Sace T.M.S. S.p.A.
- [8] Дашкевич А.С. Сваривание металлокерамических контактов при больших сквозных токах: дисс. канд техн. наук. – Харьков, 1981. – 151 с.
- [9] Кузнецов Р.С. Аппараты распределения электрической энергии на напряжение до 1000 В. – М.: Энергия, 1970. – 544 с.

Поступила 1.12.2004

## ПРОБЛЕМЫ СОВРЕМЕННОЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ НА ПУТИ СОЗДАНИЯ НОВЫХ ИСТОЧНИКОВ ЭНЕРГИИ

Кузьмин В.В., д.т.н., проф.  
 НИИ завода "Электротяжмаш"  
 Украина, 61055, Харьков-55, пр. Московский, 299  
 тел/факс +38(0572)95-66-81, E-mail: vvq@ukr.net

*В статті розглянуті проблеми сучасної теорії електрики (протиріччя, парадокси), що ускладнюють розробку наукових засад для створення джерел енергії нового покоління.*

*В статье рассмотрены проблемы современной теории электричества (противоречия и парадоксы), затрудняющие разработку научных основ для создания источников энергии нового поколения.*

В 21-м веке нашей цивилизации предстоит "пройти между Сциллой и Харибдой" - решить судьбоносную проблему резкого роста энерговооруженности населения Земли (особенно критическое и взрывоопасное положение сложилось в развивающихся странах) на фоне все более жестких топливно-сырьевых и экологических ограничений.

Системный анализ [1] показывает, что решение отмеченной проблемы возможно только путем многократного увеличения выработки электроэнергии как централизованными, так и автономными источниками. Ни одна из современных технологий ("огневая", "ядерная", "зеленая") не дает радикального решения, а лишь в той или иной мере способствует отсрочке глобального кризиса.

Нужны не усовершенствованные дорогостоящие и материалоёмкие устройства для возврата к использованию традиционного "зеленого букета" (солнце-воздух-вода), а революционно новые решения [2].

Единственно возможное направление поиска этих решений – электротехника [3]. Все остальные полуфантастические предложения (холодный термоядерный синтез, вихревые турбины, генераторы торсионных полей и т.п.) лишены перспективы т.к. использование слабых силовых полей [4] не может дать радикального решения рассматриваемой проблемы.

Отсылая читателя к опубликованным данным [5] о пионерских разработках изобретателей в области нетрадиционной электроэнергетики, остановимся на рассмотрении ряда существенных недоработок в теоретических основах электрофизики. Наличие многочисленных "белых пятен" в этой ведущей отрасли наук и вселяет надежду на достижение прорыва в новую энергетику.

Прежде чем перейти к рассмотрению парадоксов в теории электричества рекомендуем внимательно пересмотреть статьи А.Г. Иосифьяна [6], посвященные системному анализу положения дел в этой области.

Начиная с тревожной констатации того, что "электротехническая наука в известной мере оторвалась от современной физики и ее важнейших разделов – квантовой механики, квантовой электродинамики", автор далее наглядно демонстрирует, насколько прочно эти разделы увязли в трясине метафизики и математического идеализма, если на "свет божий" приходится вновь вытаскивать устаревшие понятия о

"силовых линиях" Фарадея и "магнитных трубках" Миткевича.

А где же достижения квантовых подразделов физики, ответственных за описание силовых процессов в электромагнитном поле? Они еще в начале 20-го века самоустранились от исследования физики силовых полей, ограничившись декларативным признанием квантов как "виртуальных" (!) частиц и замкнувшись в интегральных энергетических построениях [3].

Попытка возврата к силовым линиям и трубкам иллюстрирует устойчивость наивного антропоморфизма в представлениях о том, что передача силового воздействия через трос, тягу и прочую "твердотельную" связь – явление понятное, а вот воздействие посредством силового поля – дело "темное".

Но твердое тело только потому и обладает известными физико-техническими свойствами, что как положение атомов в нем, так и стабильность самих атомов зиждется исключительно на действии этих самых "непонятных" силовых полей.

Современные материалы, применяемые для реализации этих связей, имеет столь же ничтожное наполнение веществом (элементарными частицами), сколь и заполнение Солнечной системы небесными телами – в обоих случаях "концентрированная" материя занимает примерно одну триллионную долю объема; все остальное – силовые поля.

Таким образом, независимо от того, каким способом передается силовое взаимодействие – контактным или бесконтактным, в основе его всегда лежат процессы передачи энергии-импульса через силовое поле.

Неспособность теоретической физики 20-го века познать тайны механизмов полевых взаимодействий нанесла земной цивилизации гораздо больше вреда, чем многовековое засилье ошибочной геоцентрической модели мира.

Все построения квантовой электродинамики оказываются совершенно непригодными при первой же попытке проанализировать (с классических материалистических позиций) элементарные процессы обмена энергией-импульсом в силовых полях наиболее широкого класса устойчивых систем "планетарного" типа, которые "реализованы" во Вселенной в весьма широком ассортименте от частиц микромира до Галактик.

Вот весьма впечатляющий пример расчета параметров силовых взаимодействий в системе "Земля-Солнце".

Как неоднократно отмечали популяризаторы науки, если бы Солнце не притягивало Землю, ее нужно было бы "привязать" к нему густой сетью стальных канатов, способных выдержать колоссальную силу натяжения  $F = 3,52 \cdot 10^{22}$  Н. Согласно второму закону Ньютона для развития этой силы Земля должна ежесекундно получать приращение импульса  $\Delta p = 3,52 \cdot 10^{22}$  Н·с. В соответствии с релятивистским соотношением  $E = p \cdot c$  или  $W = \dot{p} \cdot c$  такому потоку импульса должен соответствовать огромный поток мощности  $W = 1,06 \cdot 10^{28}$  кВт источника излучения квантов. Плотность этого потока, отнесенная к поперечному сечению Земли, составляет  $8,3 \cdot 10^{13}$  кВт/м<sup>2</sup> - это чудовищная величина. С такой плотностью шла бы передача энергии, если бы мощность всех электростанций мира можно было пропустить по кабелю толщиной с карандаш (!!).

Именно космические потоки энергии квантов силовых полей и несут ответственность за эволюционные процессы во Вселенной, за ее "тепловое" бессмертие, да и вообще, за существование всех "связанных состояний" от элементарных частиц до Метагалактик.

В этой связи верно отмечал Р. Поль [7], что "...часто даже при создании сил, не совершающих работы, требуется неизбежная хозяйственная затрата энергии". Другими словами, любые силовые взаимодействия не только при орбитальных видах движения, но даже и в статике (жесткие и упругие связи, магнитный подвес и т.п.) невозможны без обмена значительными количествами энергии силовых полей.

В атоме водорода орбитальное движение электрона сопровождается еще более энергонасыщенными потоками квантов (на 13 порядков более мощными, чем в предыдущем примере). В этой связи становится понятным, на чем споткнулась классическая физика: электрон не падает на ядро атома водорода не потому, что согласно гипотезе Н. Бора он не излучает на стационарных орбитах. Ничего подобного - излучает, но мощность этого "классического" излучения ( $4 \cdot 10^{-8}$  Вт) ничтожна в сравнении с той мощностью, которую электрон получает от протона в ядре атома водорода - около 25 Вт.

Нельзя не отметить также и то, что устойчивая динамика обмена квантами между партнерами силового взаимодействия нереальна без участия третьей стороны - эфира, который следует рассматривать как пространство, заполненное мощными потоками квантов силовых полей (или единого поля - что пока неизвестно).

При таком подходе становятся понятными также и истоки парадоксальности представлений о распределении энергии стационарного электрического и магнитного полей в окружающем пространстве.

Парадокс энергии электрического поля. Представление о том, что энергия электростатического поля распределена в окружающем заряд пространстве с плотностью

$$w_E = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot E^2}{2} \quad (1)$$

не выдерживает критики при рассмотрении динамических режимов, например процесса заряда-разряда [2].

Энергия электростатической системы - это потенциальная энергия кулоновского взаимодействия группы зарядов, которые удерживаются в состоянии искусственного равновесия под действием "сторонних" сил.

Парадокс энергии магнитного поля. Аналогичная ситуация складывается и с энергией магнитного поля, якобы распределенной в пространстве вокруг проводника с током с плотностью

$$w_B = \frac{H \cdot B}{2}. \quad (2)$$

В случае сверхпроводящего индуктивного накопителя при его разряде проникновение магнитного поля в сверхпроводник исключается. Как же тогда объяснить процедуру возврата энергии из внешнего магнитного поля? Ответ прост: нет никаких запасов энергии магнитного поля вне проводника с током. Эта энергия сосредоточена внутри токоведущей части, механизм ее накопления сходен с предыдущим случаем.

Вовсе не удивительно, что следующим объектом для пересмотра предстоит стать понятию "вектора Пойнтинга", с которым связан целый ряд парадоксов.

Парадокс ЛЭП. Если энергия в ЛЭП передается между проводами с плотностью, равной вектору Пойнтинга, и передача электромагнитного поля осуществляется фотонами, то при каждом повороте ЛЭП фотоны должны, продолжая прямолинейное движение, унести всю энергию прочь (!?). В [2] нами указано на то, что применение вектора Пойнтинга для описания процессов передачи энергии в электротехнических устройствах недопустимо. Подтверждением сказанному служат следующие нестыковки в теории.

Парадокс трансформатора по [8] заключается в том, что передача энергии от первичной обмотки ко вторичной трактуется как поток вектора Пойнтинга  $\vec{S}$  напрямую через воздушное пространство. А зачем же тогда нужен магнитопровод? Более того, вторичную обмотку можно выполнить в виде проводника с экраном, через который вектор  $\vec{S}$  не проникает. Можно показать, что и в этом случае трансформатор будет работать как обычно.

Парадокс синхронного компенсатора по [8]: поток электромагнитного поля и связанная с ним мощность движутся в воздушном зазоре, не поступая ни в ротор ни в статор, лишь меняясь по величине в зависимости от угла  $\phi$ .

Во-первых, как и в случае с ЛЭП, электромагнитная энергия при передаче фотонами не может описываться криволинейные траектории: зазор синхронной машины - не волновод.

Во-вторых, такое объяснение расходится с классическим - при работе в режиме компенсатора синхронная машина периодически то накапливает то отдает активную мощность в нагрузку.

На самом деле, вектор  $\vec{S}$  не имеет никакого отношения к процессам передачи мощности, которая идет с плотностью

$$S^* = \pm j \cdot U \quad (3)$$

для передачи по проводам и

$$S^* = \pm \frac{dB}{dt} \cdot F \quad (4)$$

для магнитной цепи (знак "-" означает передачу, "+" - потребление мощности).

Большое количество ошибок и физически бессодержательных построений в теории электричества порождено тем, что корифеи науки допускали весьма фривольное обращение с канонами математики, подгоняя теоретические построения под данные эксперимента. Вот ряд типичных примеров из раздела магнитного действия тока.

Псевдорелятивистское происхождение магнитного поля. В современных учебниках происхождение магнитного поля вокруг проводника с током объясняется релятивистским эффектом продольного сокращения электрона – заряженной сферы. Представим себе, что мы попробуем вводить релятивистские поправки при анализе движения самолета со скоростью 300 м/с ( $\beta = 10^{-6}$ ) – нас "поднимут на смех". А о каком же тогда релятивизме может идти речь при скорости электрона в проводнике порядка 3 мм/с ( $\beta = 10^{-11}$ )? Это – чистейшей воды примитивизм.

Электрон отнюдь не "заряженный шарик". Как и другие элементарные частицы он вовсе не "элементарен" по своей конструкции (очень точно замечено Э. Ферми, что прилагательное "элементарный" скорее относится к уровню наших знаний). Элементарные частицы представляют собой достаточно сложные, принципиально динамичные структуры, которые, по всей видимости, обладают еще и "широтной" анизотропией силовых характеристик. Поэтому модели типа "заряженных шариков" и "кварков в силовом мешке", и целый набор чисто волновых моделей (вихри, стоячие волны и т.п.), столь же адекватно моделируют элементарные частицы, сколь мешок с песком представляет собой модель человека (в парашютном деле).

Парадокс тороидального трансформатора заключается в том, что в режиме х.х. э.д.с. во вторичной обмотке наводится при полном отсутствии магнитного поля ( $B=0$ ). Но интегрального действия не бывает без локального! Чем же тогда вызвано последнее? Ведь еще у Ампера мы находим философски содержательный универсальный подход к решению подобных проблем: на основании гипотезы о локальном взаимодействии следует вычислять интегральное, изменяя гипотезу до тех пор, пока результаты вычислений не совпадут с результатом опыта.

После обнаружения эффекта Ааронова-Бома в оборот была введена мифическая "ненулевая составляющая векторного потенциала  $A$ ", связанного с индукцией известным соотношением

$$\mathbf{B} = \text{rot} \mathbf{A}. \quad (5)$$

Но если до сих пор не выяснили что такое  $\mathbf{B}$ , то что становится более понятным при введении  $\mathbf{A}$ ? Ровным счетом ничего. Гипотеза Г.В. Николаева о нали-

чий продольного магнитного поля [5], напряженность которого равна

$$H_{\parallel} = -\text{div} \mathbf{A}, \quad (6)$$

здесь не спасает положения, ибо в рассматриваемом случае в районе вторичной обмотки трансформатора и напряженность "скалярного" магнитного поля  $H_{\parallel}$  везде равна нулю (и на постоянном и на переменном токе).

Следует также указать на повсеместно встречающееся утверждение о том, что магнитное поле носит вихревой характер. Но вихревой характер оно носит только в проводниках с током ( $j \neq 0$ ), т.е. в областях, которые в подавляющем большинстве случаев не представляет интереса для расчета. Здесь, по всей вероятности, укоренилась подмена понятия о безвихревом, соленоидальном поле (с замкнутыми "силовыми" линиями) дилетанским представлением о вихре, как разновидности кругового движения.

Наконец, парадокс кванта электромагнитного поля заключается в том, что по ряду серьезных причин фотон не может служить квантом электромагнитного поля. Главная и наиболее впечатляющая причина – это то, что обмен квантами с положительной массой может вызывать появление только сил отталкивания. А на чем же тогда "держатся" электроны в атомах?

Электромагнитные волны и свет – явления совершенно различной физической природы: свет – это поток фотонов ("чепуха, никаких волн нет, фотон – частица" – совершенно верно заметил Р.Фейнман), а электромагнитные волны представляют собой периодические поперечные колебания плотности потока квантов кулоновского поля, возникающие вследствие движения электрических зарядов и для своего распространения не нуждающихся ни в каком твердом эфире.

Общее количество таких парадоксов и нестыковок в области теории электричества превышает сотню. Наиболее полная их коллекция собрана в новой книге Г.В. Николаева [9]. Еще больше число мелких противоречий, порожденных математическими некорректностями, философскими недоработками и физической бессодержательностью многих положений классической теории электричества.

"Самобытность" этой важнейшей отрасли фундаментальных наук заключается в том, что с самого начала ее становления она строилась на методологии чисто математической обработки экспериментальных данных. Бесплодные попытки "докопаться" до глубинных причин столь необычных явлений были оставлены еще в 19-м веке, ибо их секреты оказались спрятанными в недрах микромира. А с задачей построения физически содержательной теории явлений микромира современная наука не может справиться и по сей день.

Потому и остается совершенно безответным ряд важнейших для практики вопросов, таких как, например:

- что же происходит в поле кулоновских сил?
- какова природа "поперечных" и "продольных" сил в магнитном поле?
- что колеблется в электромагнитной волне?
- что может смещаться в токе "смещения", проходящем через "физический вакуум"?

- что на самом деле представляет собой этот "физический вакуум"?

И не удивительно, что на этом фоне до сих пор не найдено физически содержательных объяснений, на каком принципе работают двигатели Губера и Серла, генератор Баумана и многие другие самоделки изобретателей из народа [5].

Приведенные примеры свидетельствуют о том, что, пока фундаментальная наука незаконно "почивает на лаврах", стихийно зарождается становление принципиально новых типов электромеханических преобразователей, осуществляющих непосредственное преобразование энергии физического вакуума в электрическую и (или) механическую энергию. Бесконтрольность этого процесса может иметь крайне негативные последствия, если новинки бестопливной и мобильной энергетики (пусть даже несовершенные) попадут в руки преступных группировок.

Считаем необходимым подчеркнуть, что здесь мы имеем дело не с "вечными двигателями", а с преобразователями энергии силовых полей, для которых неприменимы классические законы сохранения, ибо силовые поля – принципиально незамкнутые системы.

С каждым годом проблема создания истинно нетрадиционных устройств для энергетики будет становиться все злободневнее. И если ее революционное решение не будет найдено в первой половине нашего века, то у нашей цивилизации останется очень мало шансов на выживание.

А начинать надо с того, что отбросив академический консерватизм и ряд устаревших запретов, необходимо безотлагательно приступить к серьезному пересмотру основ квантовой и классической электродинамики.

Безусловной философской основой разработки новой научной парадигмы должен стать диалектический материализм, несовместимый с математическим идеализмом квантовой физики и "сумасшедшими" построениями релятивизма [3].

Поиск подходов к разработке основ новой парадигмы должен сопровождаться разумным сочетанием "консервативного" и "конструктивного" начал с переносом центра тяжести на первое.

Приоритет должен быть отдан объективному анализу ошибок, допущенными корифеями науки в 19-20-м веках, на базе богатого арсенала современных экспериментальных данных.

Определенные заделы в этом направлении имеются у научно-технической общественности Украины и России.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Кузьмин В.В. О нетрадиционном сценарии развития энергетики в XXI веке // Новини енергетики. – 1999, №2
- [2] Кузьмин В.В. Человечеству крайне необходима революция в энергетике, чтобы избежать глобальной катастрофы // Новини енергетики. – 2000, №9
- [3] Кузьмин В.В. Движение „за рационализм в физике” как предвестник смены устаревшей парадигмы // Новини енергетики. – 2002, №10
- [4] Кузьмин В.В. О роли новых источников низкопотенциальной тепловой энергии в решении глобальных энергетических проблем // Новини енергетики. – 2000, №8
- [5] Николаев Г.В. Тайны электромагнетизма и свободная энергия. – Томск, 2002
- [6] Иосифьян А.Г. Эволюция физических основ электротехники и электродинамики // Электричество, - 1987, №12 и 1989, №9
- [7] Поль Р.В. Механика. Акустика и учение о теплоте - М., ГИТТЛ, 1957.
- [8] Брон О.П. Электромагнитное поле как вид материи, - М. –Л., ГЭИ, 1962
- [9] Николаев Г.В. Современная электродинамика и причины ее парадоксальности. - Томск, 2003.

*Поступила 29.09.2004*

## ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ ОБМОТКИ ВОЗБУЖДЕНИЯ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА ИЗ ОПЫТОВ ВНЕЗАПНОГО ТРЕХФАЗНОГО КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ

Ларин А.М., к.т.н., доц., Ткаченко А.А., Ларина И.И., к.т.н., доц.  
Донецкий национальный технический университет  
Украина, 83000, Донецк, ул. Артема, 58, ДонНТУ, кафедра “Электрические системы”  
тел. (0622) 91-03-07, E-mail: lam@elf.dgtu.donetsk.ua

*Викладені основні положення методу експериментального визначення електромагнітних параметрів обмотки збудження синхронних машин. Метод засновано на дослідних даних, які реєструються при раптових трифазних коротких замиканнях на затисках електричної машини. Наведені результати досліджень для явнополюсного синхронного генератора типу СГ-18,75 та турбогенератора ТВВ-160.*

*Изложены основные положения метода экспериментального определения электромагнитных параметров обмотки возбуждения синхронных машин. Метод основан на опытных данных, регистрируемых при внезапных трехфазных коротких замыканиях на выводах электрической машины. Приводятся результаты исследований для явнополюсного синхронного генератора типа СГ-18,75 и турбогенератора ТВВ-160.*

### ВВЕДЕНИЕ

Достоверность расчетов переходных процессов (ПП) в синхронных машинах (СМ) определяется точностью задания их математической модели. Модель СМ в виде общепринятой Т-образной схемы замещения приводит к большим погрешностям при расчете тока в обмотке возбуждения генераторов (ОВГ) при моделировании по уравнениям Парка-Горева [1]. Представление ОВГ самостоятельной многоконтурной схемой [2] также не обеспечивает достаточную точность расчетов. Существенная погрешность объясняется, в частности, неучетом взаимоиндукции между обмоткой возбуждения и демпферными контурами [3].

Наиболее точную и полную информацию о совокупности электромагнитных параметров СМ дают частотные характеристики (ЧХ). Они позволяют достаточно точно учесть все особенности СМ при расчете ПП, не вникая в структуру взаимосвязей отдельных элементов.

Целью настоящей работы является обоснование необходимой структуры схемы замещения и разработка способа определения электромагнитных параметров обмотки возбуждения СМ для повышения точности расчетов токов в ОВГ при трехфазных коротких замыканиях.

### ОСНОВНЫЕ МАТЕМАТИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ

Предлагаемый способ основан на разработанном в [4] методе определения тока в обмотке возбуждения СМ при трехфазных коротких замыканиях. В соответствии с этим методом операторное выражения аperiodической составляющей тока ОВГ  $i_{fап}(p)$  при трехфазном коротком замыкании определяется по известному операторному коэффициенту распределения тока статора в ветви обмотки возбуждения  $C_f(p)$  и операторной проводимости по продольной оси СМ со стороны обмотки статора  $y_d(p)$  следующим образом:

$$i_{fап}(p) = C_f(p) \cdot y_d(p). \quad (1)$$

Следовательно, зная операторные значения проводимости  $y_d(p)$  и составляющей тока ротора  $i_{fап}(p)$ , можно определить операторный коэффициент  $C_f(p)$ :

$$C_f(p) = \frac{i_{fап}(p)}{y_d(p)}. \quad (2)$$

На основании свойств преобразования Лапласа и интеграла Фурье после подстановки  $p = j \cdot s$  получим выражение для определения частотной характеристики коэффициента распределения периодического тока статора в ветви ОВГ:

$$C_f(js) = \frac{i_{fап}(js)}{y_d(js)}. \quad (3)$$

Для перехода в частотную область в измеренном токе в обмотке возбуждения выделяется аperiodическая составляющая, которая аппроксимируется следующим соотношением:

$$i_{fап}(t) = \sum_{k=1}^N i_{fап_k}(0) \cdot e^{-\frac{t}{T_{fап_k}}}, \quad (4)$$

где  $i_{fап_k}(0), T_{fап_k}$  - начальные значения и постоянные времени затухания  $k$ -ой экспоненциальной составляющей аperiodического тока ОВГ;  $N$  - количество контуров на роторе.

Такому закону изменения аperiodического тока ОВГ во времени соответствует следующее выражение для определения его изменения в частотной области  $i_{fап}(p)$ :

$$i_{fап}(js) = \sum_{k=1}^N \frac{js \cdot i_{fап_k}(0)}{js + \frac{1}{T_{fап_k}}}. \quad (5)$$

С другой стороны для схемы замещения общепринятого типа, приведенной на рис.1, частотная характеристика  $C_f(js)$  может быть рассчитана по ее параметрам следующим образом:



$$C_f(js) = \frac{y_f(js)}{y_{ad}(js)}, \quad (6)$$

где  $y_f(js)$  - ЧХ проводимости контура обмотки возбуждения;  $y_{ad}(js)$  - ЧХ проводимости СМ, измеренная относительно зажимов ветви намагничивания.

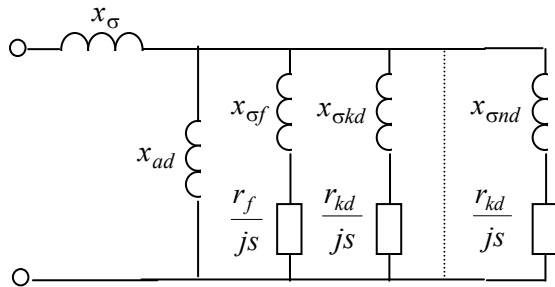


Рис.1. Схема замещения СМ по продольной оси

$$y_f(js) = \frac{js}{r_f + js \cdot x_{\sigma f}}, \quad (7)$$

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

Следовательно, определив по (3) с учетом (4) по данным опыта трехфазного короткого замыкания частотную характеристику  $C_f(js)$  и зная характеристику  $y_{ad}(js)$  можно вычислить частотную характеристику проводимости контура ОБГ:

$$y_f(js) = C_f(js) \cdot y_{ad}(js) \quad (9)$$

В соответствии с (7) определяются активное и индуктивное сопротивление рассеяния обмотки возбуждения для схемы замещения, приведенной на рис.1:

$$r_f = \frac{\text{Im}[y_f(js)]}{|y_f(js)|^2} \cdot s; \quad x_{\sigma f} = \frac{\text{Re}[y_f(js)]}{|y_f(js)|^2}. \quad (10)$$

В соответствии с предложенным подходом были выполнены исследования для ряда турбогенераторов путем математического моделирования по дифференциальным уравнениям Парка-Горева. Синхронные машины представлялись многоконтурными схемами замещения с постоянной взаимной индукцией (рис.1). Анализ полученных результатов указывает на практически полное совпадение исходных значений параметров ОБГ с рассчитанными по предложенной методике. Это подтверждает достоверность разработанного алгоритма для общепринятой схемы замещения.

Экспериментальная проверка осуществлялась по данным опытов внезапного трехфазного короткого замыкания на выводах синхронного генератора СГ-18,75 и турбогенератора типа ТВВ-160. Опыты проводились при начальных значениях напряжения, соответствующих ненасыщенным параметрам ЭМ. Генератор СГ-18,75 ( $S_H = 18,57$  кВА;  $U_H = 230$  В;  $I_H = 47$  А;  $n = 1000$  об/мин.) является явнополюсной ЭМ без демпферных контуров, имеющей весьма малый междужелезный зазор под полюсами.

Значения индуктивного сопротивления рассея-

ния  $x_{\sigma}$  обмотки статора принималось равным 0,04098 о.е.. В результате были получены следующие значения параметров ОБГ:  $r_f = 0.00131$  о.е.,  $x_{\sigma f} = 0.102$  о.е.. По полученным параметрам схемы замещения рассчитывался ток в ОБГ при внезапном трехфазном коротком замыкании (рис.2, сплошная кривая).

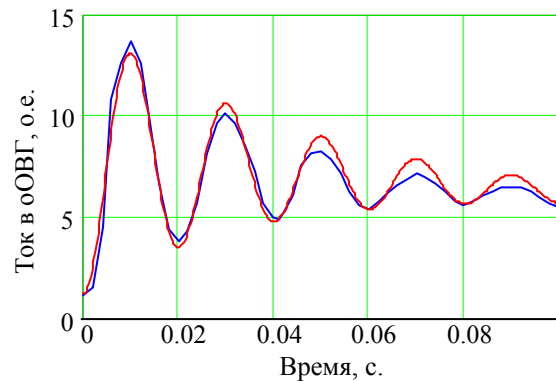


Рис.2. Изменения тока в ОБ генератора СГ-18,75

Сопоставление результатов расчета с исходными экспериментальными данными (рис.2, штриховая кривая) указывает об их удовлетворительном совпадении. Максимальная погрешность не превышает 9,5%. Это свидетельствует о том, что схема замещения, представленная на рис.1 адекватно отражает динамические свойства синхронной машины без демпферных обмоток.

Частотная характеристика  $C_f(js)$  для турбогенератора ТВВ-160, полученная экспериментально по соотношению (3), и рассчитанная по параметрам обмотки возбуждения в соответствии с описанной методикой для схемы замещения с постоянной взаимной индукцией между обмотками ЭМ, существенно отличаются. Отличия расчетной и экспериментальной зависимостей превышают 32% в области скольжений от 0,1 до 1,0 о.е. по действительной и мнимой составляющим, погрешность по амплитудным значениям комплексов несколько ниже (25%).

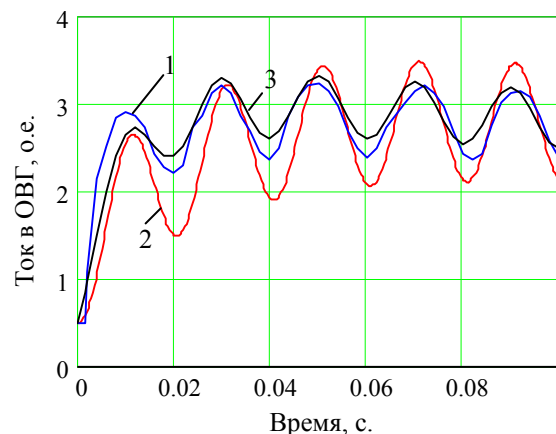


Рис.3. Изменения тока в ОБ турбогенератора типа ТВВ-160

На рис.3 приведены зависимости изменения тока в обмотке возбуждения при КЗ на выводах турбогенератора ТВВ-160.

Использование схемы замещения, представленной на рис.1 приводит к существенным погрешностям в определении тока в обмотке возбуждения при КЗ. Экспериментальная зависимость (кривая 1) не совпадает с результатами расчета по уравнениям Парка-Горева более чем на 27,9%. Это подтверждает необходимость использования для моделирования схем замещения уточненной структуры.

Рассмотрим возможность определения электромагнитных параметров обмотки возбуждения предложенным методом применительно к схеме замещения с различной взаимной индуктивностью между обмоткой возбуждения и эквивалентным демпферным контуром. Массивные элементы ротора турбогенератора представим в такой схеме замещения одним эквивалентным демпферным контуром с параметрами  $x_{\sigma D}$ ,  $r_D$  (рис.4).

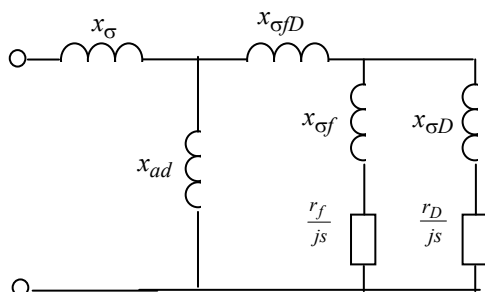


Рис.4. Уточненная схема замещения СМ по продольной оси

Частотная характеристика коэффициента участия тока статора в ветви обмотки возбуждения  $C_f(js)$  может быть рассчитана по параметрам уточненной схемы замещения следующим образом:

$$C_f(js) = C_{f1}(js) \cdot C_{f2}(js), \quad (11)$$

где

$$C_{f1}(js) = \frac{\frac{js}{r_f + js \cdot X_{\sigma f}}}{\frac{js}{r_f + js \cdot X_{\sigma f}} + \frac{js}{r_D + js \cdot X_{\sigma D}}}, \quad (12)$$

$$C_{f2}(js) = \frac{X_{ad}}{X_{ad} + X_{\sigma D} + \frac{1}{\frac{js}{r_f + js \cdot X_{\sigma f}}}}. \quad (13)$$

Индуктивное сопротивление взаимоиндукции между обмоткой возбуждения и эквивалентным демпферным контуром  $x_{\sigma D}$  и электромагнитные параметры обмотки возбуждения  $r_f$ ,  $x_{\sigma f}$  для схемы замещения представленной на рис.4 должны определяться из условия минимального отличия частотных характеристик  $C_f(js)$ , полученных эксперименталь-

но по (3) и расчетным путем по (11) - (13). Частотная характеристика проводимости  $y_d(js)$  со стороны обмотки статора ЭМ не должна изменяться для различных параметров роторных контуров. Для осуществления указанной процедуры может быть использована методика расчета параметров контуров, изложенная в [5].

Выполненные для турбогенератора ТВВ-160 исследования позволили получить следующие значения искомых параметров (о.е.):  $x_{\sigma D} = -0,012$ ;  $x_{\sigma f} = 0,151$ ;  $r_f = 0,00141$ . В этом случае отличие рассчитанной по (11) - (13) ЧХ  $C_f(js)$  от экспериментальной зависимости значительно уменьшилось по сравнению с использованием общепринятой схемы замещения. Погрешность по действительной составляющей и амплитудному значению снизилась до 10%. Соответствующее повышение точности расчета переходных процессов наблюдается и во временной области (рис.3, кривая 3). Отличие рассчитанного тока в обмотке возбуждения от экспериментальной зависимости не превышает 8,1%.

## ВЫВОД

Предложенный способ позволяет по данным опытов внезапного трехфазного короткого замыкания на выводах синхронного генератора определять электромагнитные параметры цепи обмотки возбуждения для схем замещения общепринятой и уточненной структуры.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Казовский, Рогозин Г.Г., Горин В.Я. Исследование частотных характеристик турбогенераторов // Электротехника 1975 №1.
- [2] Сидельников Синтез схемы замещения СМ при представлении обмотки возбуждения многоконтурной схемой. // Электрические машины. 1983 №7.
- [3] Canay M. Experimentelle ermittlung der ersataschemata und der parameter liner idealisierten synchromaschine. // Bull des schweizerischen electrotechnischen Vereins. 1972.
- [4] Ларин А.М., Ларина И.И., Гуедида Фаузи Упрощенная модель синхронной машины для расчета трехфазных коротких замыканий с учетом многоконтурности и несимметрии ротора. Научные труды ДонГТУ, серия Электротехника и энергетика, вып.4. Донецк, 1999. – С. 60-64.
- [5] Рогозин Г.Г., Ларин А.М. Расчет параметров эквивалентных роторных контуров синхронных машин по их экспериментальным частотным характеристикам. – С. 60-64.

Поступила 4.10.2004

## СИСТЕМА ЗАХИСТУ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ З РЕГУЛЬОВАНОЮ УСТАВКОЮ ВІДКЛЮЧЕННЯ

Лашко Ю.В., Чорний О.П., к.т.н

Кременчуцький державний політехнічний університет

Україна, 39601, Кременчук, вул. Першотравнева, 20, КДПУ, кафедри “Комп’ютерні і інформаційні системи”, “Системи автоматизованого управління і електропривод”

*Дано обґрунтування необхідності удосконалення пристроїв захисту електродвигунів, які працюють за упереджувачим принципом. Запропоновано захист із регульованою уставкою, оснований на застосуванні енергетичного показника якості перетворення енергії.*

*Дано обоснование необходимости усовершенствования устройств защиты электродвигателей, работающих по предупреждающему принципу. Предложена защита с регулируемой уставкой, основанная на использовании энергетического показателя качества преобразования энергии.*

В практиці експлуатації прийнято вважати, що ефективність роботи усього електротехнічного обладнання й особливо систем електропривода, що використовують електричну енергію змінного струму, в певній мірі визначається якістю електричної енергії в мережах живлення. Якість використовуваної електроенергії визначається існуючим ГОСТ на електроенергію 13109-97, Європейським стандартом EN50.006, міжнародними стандартами МЕК 861, МЕК 1000-3-2, МЕК 1000-3-3, МЕК 1000-4-1.

Ці нормативні документи визначають вплив якості електроенергії на справний, електрично і магнітно-симетричний електромеханічний перетворювач, але тільки в частині збільшення додаткових втрат і нагріву. По суті, ГОСТ показує зниження ККД і вихід його з ладу через перегрів, але зовсім не враховує ту частину енергії, яка перетворена електромеханічним перетворювачем, але йде не на виконання корисної роботи, а, наприклад, на вібрацію.

Регламентована державними стандартами якість електричної енергії визначає режими роботи електродвигуна при неякісності з боку мережі, тоді як якість перетворення енергії дозволяє визначити параметри та реальний технічний стан електричної машини [1]. Перетворення енергії не може бути якісним, якщо параметри електродвигуна у ході ремонту [2] або під час експлуатації [3] змінилися і його реальний технічний стан не відповідає каталожному чи зазначеному у паспорті. З одного боку це проявляється у несиметрії, несинусоїдальності струмів фаз, появі змінних складових споживаної потужності та електромагнітного моменту, що приводить до збільшення втрат активної енергії і споживання реактивної потужності, у зменшенні строку служби, а з другого – негативно впливає на інші споживачі, які підключені до мережі. Зазначені аспекти вказують на необхідність розгляду питання якості перетворення енергії електродвигуном з наступних позицій:

- неякісність мережі при якісному двигунові;
- якісність мережі при неякісному двигунові;
- неякісність мережі та неякісність двигуна.

Для першого випадку режими роботи двигунів вивчені досить добре і розглянуті в технічній літературі. При цьому визначені межі ефективної експлуа-

тації відповідними коефіцієнтами, регламентованими ГОСТом на якість електричної енергії. Випадок неякісності з боку електродвигуна практично не розглянуто. Хибно вважають, що відремонтований двигун для якого відхилення параметрів задовольняє встановленим нормам (ГОСТ 183-74, “Машины вращающиеся электрические. Общие технические требования”) – це симетрична машина. Дослідженнями встановлено, що взаємодія навіть допустимих відхилень приводить до виникнення таких енергообмінних процесів, які ведуть до невірності електромагнітної та механічної систем, природного зношення і фізичного старіння елементів конструкції, підвищеного нагріву та збільшення рівня вібрації, температурного переродження ізоляційних, провідникових і конструкційних матеріалів із незворотними змінами їх електричних, магнітних і механічних характеристик [3] та пов’язані з виникненням аварійних режимів роботи електродвигунів, аварій та виходу з ладу.

Для визначення таких процесів введені показники якості перетворення енергії [1]:

- коефіцієнт енергетичних втрат або коефіцієнт ефективності використання споживаної енергії, який, власне кажучи, є коефіцієнтом корисної дії. Цей показник може характеризувати машину в цілому й по кожній фазі;
- коефіцієнти нерівномірності завантаження фаз струмом і нерівномірності тепловиділення в обмотках;
- коефіцієнт якості змінювання моменту (відношення середнього моменту до середньоквадратичного);
- коефіцієнт, який відображає погіршення вібраційних характеристик електричної машини
- коефіцієнт імперативних втрат, який визначає відношення втрат, які йдуть на нагрів ізоляції до загальних втрат потужності;
- показник, який враховує нелінійні властивості елементів, що входять до механізму перетворення;
- показник, який визначає нерівномірність розподілу втрат у сталі. Цей показник в значній мірі проявляється в електричних машинах, які пройшли ремонтні операції з заміною обмоток;
- показник, який характеризує несиметрію магнітної системи двигуна. Проявлення цієї неякісності, як

правило пов'язано або з дефектами виробництва двигуна, або з його зношенням, тобто фізичним старінням. В рівній мірі несиметрія відноситься й до електричних параметрів (опорів, індуктивностей тощо).

Застосування показників дозволяє визначити вид неякісності двигуна, відділяючи вплив неякісності електричної енергії. Це надає можливість індивідуальної оцінки надійності окремих елементів конструкції двигуна: механічної системи, умов охолодження, ізоляції провідників обмоток тощо; характеру і динаміки розвитку теплових, електромагнітних, механічних процесів, виникнення і проявлення пошкоджень; прогнозу технічного стану та терміну його експлуатації.

Вирішення зазначених задач відкриває нові можливості щодо контролю поточного стану електродвигунів та створення систем діагностики, моніторингу та захисту. Зокрема, проблема зниження ефективності та надійності експлуатації електродвигунів пов'язана з проблемою виникнення аварійних режимів їх роботи та аварійної зупинки двигунів.

Задачі захисту, відповідно до концепції його побудови, зводяться до визначення пошкоджень електродвигунів, їх ідентифікації та відключення пошкодженого двигуна від мережі живлення з метою збереження функціонування його непошкодженої частини, що й визначає один із суттєвих і головних недоліків існуючих систем захисту - реалізацію захисту за принципом спрацювання за фактом настання аварійно небезпечного або аварійного режиму роботи електродвигунів без урахування його реального технічного стану.

Регламентований ПУЕ захист від міжфазних коротких замикань, замикань на землю, двофазних замикань на землю, перевантаження та мінімальної напруги, спеціальні захисти від обриву фази, обмеження числа пусків, мінімального струму і потужності, заклинювання та гальмування ротора у сукупності знижують ймовірність виникнення серйозної аварії, але не дозволяють однозначно вирішити питання захисту електричних машин та систем електропривода, що підтверджує статистика аварійності електрообладнання.

Технічний стан електродвигунів визначається значеннями певних технічних параметрів відповідно яким виконується настройка параметрів і уставок спрацювання захисту. При цьому, для захисту застосовується певна обмежена кількість технічних параметрів, а його настройка виконується на момент підготовки машини до експлуатації відносно номінальних параметрів двигуна і змінюється лише тільки після проведення його сертифікації.

Зазначені обставини визначають актуальність питань захисту електродвигунів та вказують на обмеженість існуючої концепції побудови пристроїв захисту та автоматики, в тому числі сучасних пристроїв, реалізованих на мікропроцесорній елементній базі.

Очевидно, що для підвищення ресурсу та надійності електрообладнання, зменшення витрат, пов'язаних із ремонтом і простоями, необхідно вирішувати питання удосконалення пристроїв захисту [4]. Такі пристрої [4-5] повинні ефективно функціонувати на основі реальної інформації в технологічній обста-

новці, що постійно змінюється, ґрунтуватися на фізичній суті процесів, що протікають в електродвигунах, володіти спроможністю упереджувати розвиток нештатного режиму роботи електрообладнання шляхом оцінки ступеню й динаміки зміни режиму та змінювати уставки захисту.

Захист із зазначеною сукупністю функціональних задач формує новий клас пристроїв захисту – інтелектуальний захисний пристрій (ІЗП) [4]. Інтелектуальний захисний пристрій - це апаратно-програмний модуль [4], який містить сукупність засобів підтримки контролю та оперативного управління системою захисту. Принципи побудови алгоритмів роботи ІЗП можуть бути різними, але склад апаратного забезпечення залишається незмінним. Такий підхід до побудови ІЗП узгоджується з принципами побудови мікропроцесорних пристроїв захисту та в жодному разі не “відкидає” існуючі пристрої захисту.

Реалізація захисту з регульованою уставкою спрацювання забезпечує реагування та адаптацію функції захисту на будь-яку зміну параметрів мережі, технічного стану двигуна та навантаження, що забезпечує спрацювання ІЗП за упереджуючим принципом.

Як зазначалося, фізичні процеси, що протікають і виникають у двигуні під час його експлуатації, формують його режим роботи (перехідний, сталий, перед-аварійний, аварійний) та являються основними причинами відхилень режимів роботи двигуна від нормованих і, як наслідок, приводять до виникнення аварійно небезпечних режимів роботи, пошкоджень, серйозних аварій та виходу машини з ладу. Ці причини пов'язані з проблемою своєчасного визначення аварійної ситуації та дефіцитом часу в зв'язку з можливим швидким розвитком аварійно небезпечних процесів. Так, за методикою настройки максимального за струмом захисту (МСЗ), який, як правило, виконується трифазним і з двома або трьома сходами, на підставі технічної документації на двигун та відповідно до стандартів МЕК, визначаються характеристики “час-струм”. Результатом настройки являються обрані параметри струму та часу спрацювання кожної сходки захисту. При цьому, слід відмітити, що загальновідомим недоліком МСЗ являється те, що він не в повній мірі використовує перевантажну спроможність двигуна в області малих надструмів та не враховує попереднє навантаження та температуру навколишнього середовища [6]. Перший недолік ще більш проявляється при зміні перевантажної спроможності двигуна під час його тривалої експлуатації, наприклад, через розглянуті вище причини, пов'язані з технічним станом АД, впливом динамічних сил тощо.

У формалізованому вигляді розглянемо ситуацію виникнення “одноразового” та тривалого перевантаження, причина виникнення якого може бути викликана як з боку мережі, так і з боку двигуна. Для зручності вважимо, що перевантаження відбулося в установленому режимі роботи АД і не є визначним для спрацювання захисту, наприклад, МСЗ, тобто навантаження змінилося, як наслідок змінився струм, але його величина не досягла значення уставки. Скористаємося узагальноною схемою, наведеною на рис. 1 відповідно даній ситуації.

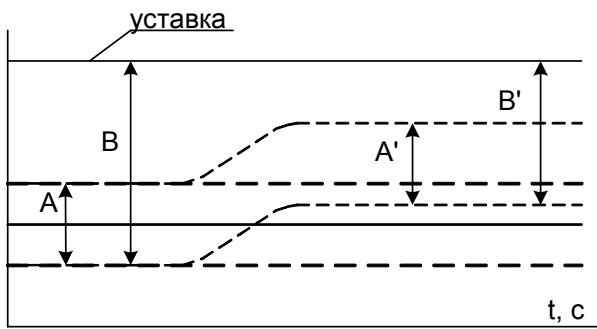


Рис. 1

На рис. 1 зона А являє собою зону, в якій значення струму коливається навколо заданого або номінального значення відповідно до технічних умов, а зона В являє зону допустимої роботи двигуна – зону запасу працездатності, яка обмежена зверху величиною уставки. У випадку зміни режиму роботи двигуна, у наслідок перевантаження, межі зони А зсуваються, при цьому, її ширина може лишитися такою самою або змінитися (нова зона А позначена через А'). Відповідно до цієї ситуації зміниться й ширина зони В (нову зону позначено через В'), причому її верхня межа лишилася на тому ж рівні – на рівні уставки. У такому випадку двигун продовжує працювати (величина струму не досягла уставки спрацювання) в новому режимі, який вже не є нормальним, але допустимим з точки зору захисту і небезпечним з точки зору виникнення аварійно небезпечного режиму роботи АД, що може бути у подальшому причиною його аварійної зупинки. Небезпечність полягає в тому, що перехід до нового режиму пов'язаний із процесами перерозподілу енергетичних і теплових потоків [3], які по різному можуть впливати на конструктивні частини двигуна, в результаті чого новий усталений режим характеризується новими характеристиками та параметрами. Причому, дія цих динамічних впливів на конструктивні частини двигуна є різною, зокрема їх наслідки для нового двигуна – одні, а для двигуна, який пройшов капітальний ремонт та для двигуна, який експлуатувався тривалий час – інші.

З викладеного можна зробити наступні висновки. Зона А обумовлюється паспортом машини та передбачуваними технічними умовами експлуатації, відповідно до яких, разом з існуючими методиками, по суті, визначається зона В, яка зверху обмежена величиною уставки. Слід підкреслити, що обчислення та вибір уставок за цими методиками ґрунтується, як правило, на застосуванні номінальних параметрів та характеристик двигуна, які під час експлуатації змінюються – змінюється його реальний технічний стан, що приводить до зсуву та зміни зони А - появи зони А' при тій самій допустимій зоні В. Отже, відповідно до реального технічного стану двигуна повинна бути визначена уставка, що приведе до встановлення нової зони В (це зона В'). Як відомо, системи захисту не передбачають ситуацій, подібних розглянутому випадку, що зокрема визначає та обумовлює один з недоліків існуючих принципів побудови захисту.

Розроблений метод змінювання уставки реалізується виразом:

$$I'_y = I_y \cdot (2 - \max_{j=A,B,C} \{K_{\text{нпс}(j)}\}), \quad (1)$$

де  $I_y$  - величина уставки за струмом, значення якої визначається за паспортом АД, передбачуваними умовами експлуатації та відповідною методикою;

$I'_y$  - нове значення уставки;

$$K_{\text{нпс}(j)} = \frac{3 \cdot \sqrt{\sum I_n^2(j)}}{\sqrt{\sum I_n^2(A) + \sum I_n^2(B) + \sum I_n^2(C)}} - \text{зна-}$$

чення показника завантаження фаз ( $j = A, B, C$ ) струмом, визначені за  $n$  гармоніками у поточному режимі роботи двигуна.

Зміна значення уставки за виразом (1) відбувається тільки за умови  $K_{\text{нпс}(j)} > 1$ , тобто за умови перевантаження будь-якої фази ( $j = A, B, C$ ) струмом, враховуючи режими роботи АД, які менші за номінальний. Саме виконання цієї умови являється ознакою того, що поточний режим може бути небезпечним і потребує зміни уставки спрацювання. Значення, що обчислюється в дужках виразу (1) й являється величиною, на яку змінюється уставка.

Процес змінювання уставки захисту ілюстрований рис. 2-3. Наведені залежності отримані шляхом моделювання роботи АД 4А132М4, 11кВт за даними [7] для випадків: 1) імітації виникнення при  $t = 7.2$  с. несиметрії напруги живлення величиною  $k_{2U} = 2\%$  - рис. 2; 2) імітації виникнення несиметрії напруги живлення за умов випадку 1, але з попередньою імітацією виникнення в момент часу  $t_{R1} = 5.2$  с. несиметрії активних опорів обмотки статора величиною у  $5\%$  - рис. 3.

З рис. 2-3 видно, що обидва випадки, за обраних умов моделювання, характеризуються певною зміною режиму роботи двигуна, що призводить до нерівномірного розподілення завантаження струмом фаз обмоток статора та відповідно до виразу (1) - зміні уставки спрацювання. Але, якщо зміна величини уставки спрацювання у випадку 1 не призведе до відключення двигуна від мережі живлення, то у випадку 2 це відключення повинно бути здійсненим.

Слід також зазначити, що відповідно ГОСТ 13109-97 значення  $k_{2U} = 2\%$  являється допустимим і, зокрема, за параметром напруги живлення, характеризує якість електричної енергії, але відповідний йому вплив на енергетичні процеси, що протікають у двигуні буде в певній мірі шкідливим і буде проявлятися у несиметрії струмів фаз обмоток статора, як наслідок, у підвищенні утрат енергії та додатковому їх нагріву, появі струмів зворотної послідовності та підвищеному нагріву обмоток ротора, появі змінних складових у потужності та моменту й відповідному підвищенні рівня вібрацій. Звісно, у випадку 2 (первинній несиметрії фаз обмоток статора) зазначені проявлення зміни режиму та його наслідки будуть ще більш значимими.

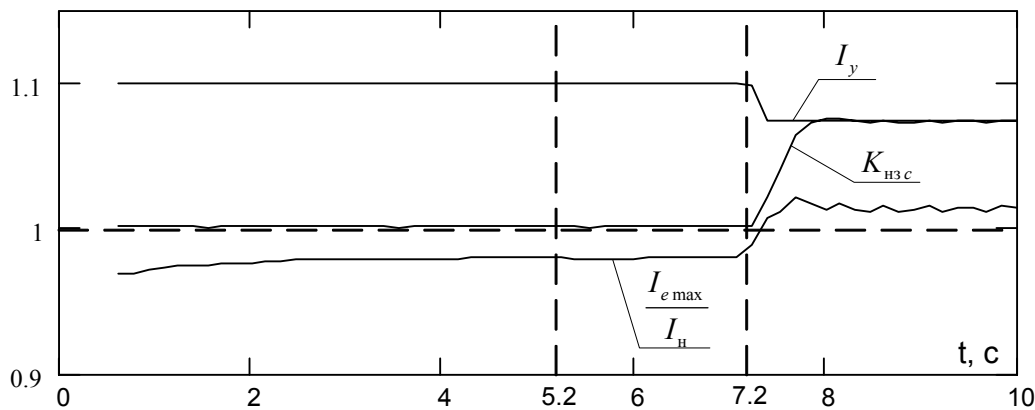


Рис. 2

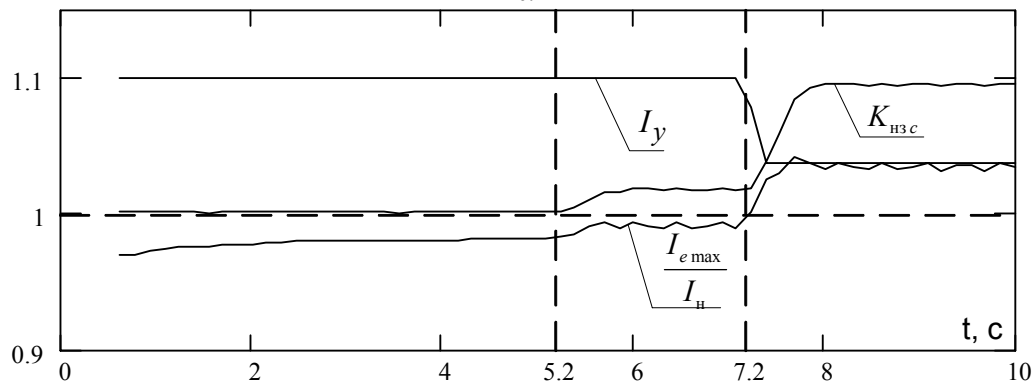


Рис. 3

Практична реалізація змінювання уставки спрацювання потребує вирішення двох питань: встановлення меж допустимої зони зміни показника  $K_{нпс}$  та відокремлення відсічки за струмом від пускових режимів.

Перше питання пов'язане з визначенням можливих викидів значень показника  $K_{нпс}$ . Враховуючи, що необхідна точність обчислення застосованих для захисту енергетичних показників, до яких входить і показник  $K_{нпс}$ , у загальному випадку визначається потрібною точністю системи управління захистом, а час - обмежується її динамікою, точність розрахунку  $K_{нпс}$  може бути малою – порядку  $1/4-1/6$  допустимої зони.

Друге питання пов'язане з тим, що у пускових режимах струм на багато перевищує номінальний. Але застосування існуючих підходів щодо урахування пускового режиму, а також властивості показника завантаження фаз струмом  $K_{нпс}$  у пускових режимах забезпечують вирішення цього питання.

Захист з регульованою уставкою спрацювання надає можливість упередження розвитку нештатного режиму роботи, шляхом оцінки ступеню і динаміки зміни режиму, враховує індивідуальні особливості двигуна, яких він може набути в процесі експлуатації, що забезпечує виконання своєчасних дій щодо відключення двигуна від мережі та, у свою чергу, обумовлює обсяги ремонтних робіт та втрати, що йдуть на відновлення працездатності машини.

#### ЛІТЕРАТУРА

- [1] Родькин Д.И., Черный А.П., Мартыненко В.А., Обоснование критериев качества преобразования энергии в электромеханических системах, Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету Вип. 1/2003 (18) – С. 80-85.
- [2] Прус В.В. Процесс старения электротехнической стали электродвигателей переменного тока во время ремонта. Сборник научных трудов Кременчугского государственного политехнического института: Выпуск 1/1998 (4). - Кременчуг: КГПИ, 1999. С.92-93.
- [3] Гуревич Э.И., Рыбин Ю.Л., Переходные процессы в электрических машинах. – Л.- Энергоатомиздат. Ленингр. Отд-ние, 1983. 216 с.
- [4] Лашко Ю.В., Чорний О.П. Побудова систем інтелектуального захисту асинхронних двигунів // Електроінформ. – 2004. - №3. – С.10-12.
- [5] Лашко Ю.В., Родькін Д.Й., Чорний О.П., Сидоренко В.М. Інтелектуальний захист електродвигунів з урахуванням критеріїв якості перетворення енергії, Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: "Електротехніка і енергетика", випуск 67. ДонНТУ, 2003, С. 113-116.
- [6] Шмурьев В.Я. Цифровые реле. Изд. Петербургского энергетического института повышения квалификации руководящих работников и специалистов Минтопэнерго РФ, Санкт-Петербург, 1999, 80 с.
- [7] Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин: Учеб. для вузов по спец. "Электрич. машины". - М.: Высш. шк., 1987. - 248 с.

Надійшла 14.10.2004

## АСИНХРОННІ ДВИГУНИ З ФАЗНИМИ РОТОРАМИ З КАСКАДНИМИ ВЛАСТИВОСТЯМИ ПРИ ПУСКУ

Лущик В.Д., д.т.н., проф.

Українська інженерно-педагогічна академія

Україна, 94000, Стаханов, ул. Тельмана, 53, Гірничий факультет УПА, кафедра "Гірнична електромеханіка"  
тел. (06444) 4-29-62, факс (06444) 4-10-49

*Описані схеми суміщених обмоток та принцип дії асинхронного двигуна з фазним ротором в каскадному режимі роботи при пуску. Застосування суміщених обмоток дозволяє покращити пускові властивості.*

*Описаны схемы совмещенных обмоток и принцип действия асинхронного двигателя с фазным ротором в каскадном режиме работы при пуске. Применение совмещенных обмоток позволяет улучшить пусковые свойства.*

Численні дослідження асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором з каскадними властивостями при пуску, що досягаються застосуванням суміщених обмоток, показують їх високу ефективність в пускових режимах [1].

Доцільно використання суміщених обмоток і в асинхронних двигунах з фазними роторами з метою покращення їх пускових властивостей. Статорну обмотку виконують суміщеною  $2p_1/2p_2$ -полюсною нерегульованою, а роторну обмотку з двох частин: одна частина, на яку витрачається від 25% до 50% загальної витрати мідного проводу в роторі, у вигляді  $p_1+p_2$  накоротко замкнених котушкових груп, або із такого ж числа стержнів, замкнених на кінцях короткозамкненими кільцями; другу частину виконують як трифазну  $2p_1$ -полюсну обмотку, яку укладають у вільні від короткозамкнених котушок або короткозамкнених стержнів пази і підключають до контактних кілець.

При включенні статорної обмотки в мережу та при розімкненій роторній фазній обмотці в короткозамкнених котушкових групах (або короткозамкнених стержнях) протікають струми, які створюють два магнітні поля, що обертаються в різні сторони:  $2p_1$ -полюсне поле, яке створює обертальний момент  $M_1$ , а зворотно обертове  $2p_2$ -полюсне поле, яке, взаємодіючи з короткозамкненими контурами паралельних виток статорної обмотки, створює обертальний момент  $M_2$ , спрямований в тому ж напрямі, що і момент  $M_1$ . Механічна потужність каскадного двигуна при низьких частотах обертання є сума потужностей  $P_{2p_1}$  та  $P_{2p_2}$ , які утворюються в результаті взаємодії  $2p_1$ -полюсного поля із струмом в роторі  $I_2$  та  $2p_2$ -полюсного поля із струмом в статорі  $I_{1(2)}$ :

$$P_{2p_1} = M_1 \cdot \omega = \frac{2\pi}{\sqrt{2} \cdot p_1} \cdot f_1 \cdot m_2 \cdot w_{2(1)} \cdot k_{об.2(1)} \times \\ \times D \cdot l_\delta \cdot B_{\delta 1} \cdot I_2 \cdot \cos \psi_{2(1)} (1-s) \quad (1)$$

де  $w_{2(1)}$  – число витків фази суміщеної роторної обмотки;  $k_{об.2(1)}$  – обмотковий коефіцієнт суміщеної роторної обмотки відносно  $2p_1$ -полюсного поля;  $B_{\delta 1}$  – амплітудне значення індукції  $2p_1$ -полюсного поля.

Тут  $\cos \psi_{2(1)}$  має на 30-40% менше значення порівняно з  $\cos \psi_2$   $2p$ -полюсного асинхронного двигуна в номінальному режимі роботи із-за великої частоти струму в роторі  $I_2$  та великого диференційного опору суміщеної роторної обмотки, викликаного, головним

чином, тією складовою диференційного розсіювання  $x_{д(2)}$ , яка обумовлена наявністю  $2p_2$ -полюсного поля:

$$x_{д(2)} = 2m_2 \cdot f_2 \cdot \frac{\mu_0 \cdot D \cdot l_\delta}{k_\delta \cdot k_\mu \cdot \delta} \cdot \frac{w_2^2}{p_1^2} \cdot \frac{k_{об.2(2)}^2}{p_2^2}, \quad (2)$$

де  $k_{об.2(2)}$  – обмотковий коефіцієнт суміщеної роторної обмотки відносно  $2p_2$ -полюсного поля.

$$P_{2p_2} = M_2 \cdot \omega = \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{2} \cdot p_1} \cdot f_1 \cdot m_1 \cdot w_{1(2)} \cdot k_{об.1(2)} \times \\ \times D \cdot l_\delta \cdot B_{\delta 2} \cdot I_{1(2)} \cdot \cos \psi_{1(2)} (1-s) \quad (3)$$

де  $w_{1(2)}$  – число витків фази статорної обмотки відносно  $2p_2$ -полюсного поля;  $k_{об.1(2)}$  – обмотковий коефіцієнт статорної обмотки відносно  $2p_2$ -полюсного поля;  $B_{\delta 2}$  – амплітудне значення індукції  $2p_2$ -полюсного поля;  $\cos \psi_{1(2)}$  – косинус кута між ЕРС  $E_{1(2)}$ , наведеної в статорній обмотці  $2p_2$ -полюсним полем, і струмом  $I_{1(2)}$ .

Параметри статорної обмотки відносно  $2p_2$ -полюсного поля визначаються звичайним способом, як і диференційне розсіювання. Складова диференційного розсіювання  $x_{д(1)}$ , яка обумовлена наявністю  $2p_1$ -полюсного поля, тут дорівнює нулю на відміну від  $x_{д(2)}$  роторної обмотки, тому що при протіканні струму  $I_{1(2)}$   $2p_1$ -полюсне поле, викликане цим струмом, не виникає.

Підставивши значення струму  $I_{1(2)}$  в формулу (3), виявимо, що механічна потужність  $P_{2p_2}$  пропорційна квадрату обмоткового коефіцієнта статорної обмотки відносно  $2p_2$ -полюсного поля  $k_{об.1(2)}^2$ , а також квадрату амплітудного значення індукції  $2p_2$ -полюсного поля  $B_{\delta 2}^2$ .

Пускові струми при цьому незначні, не перевищують чотирикратного значення номінального струму асинхронного двигуна, пусковий момент в 1,8-2,5 рази більший номінального моменту асинхронного двигуна серійної конструкції таких же габаритів. Якщо пусковий момент перевищує статичний момент навантаження, двигун розгоняється до частоти обертання  $n_{кл} = f_1 / p_1 + p_2$ . Для подальшого розгону необхідно включити фазну обмотку ротора, при цьому каскадні властивості втрачаються, двигун продовжує розганятися ступінчато, в залежності від величини опору ввічкнених до контактних кілець резисторів.

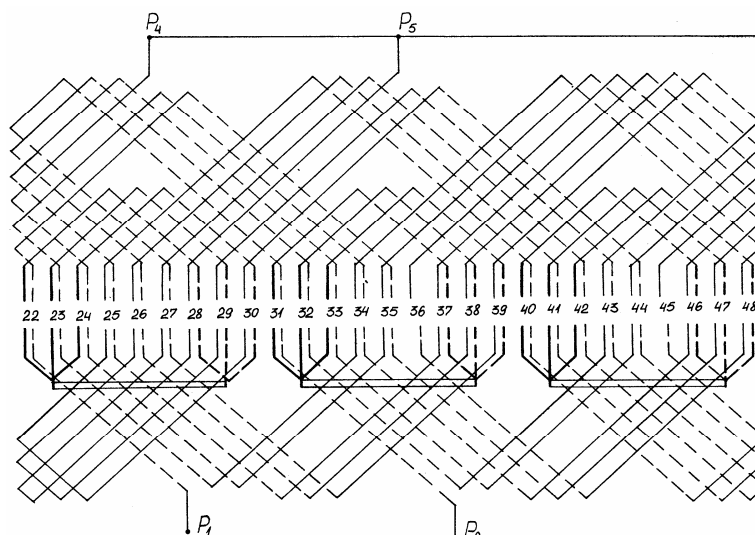
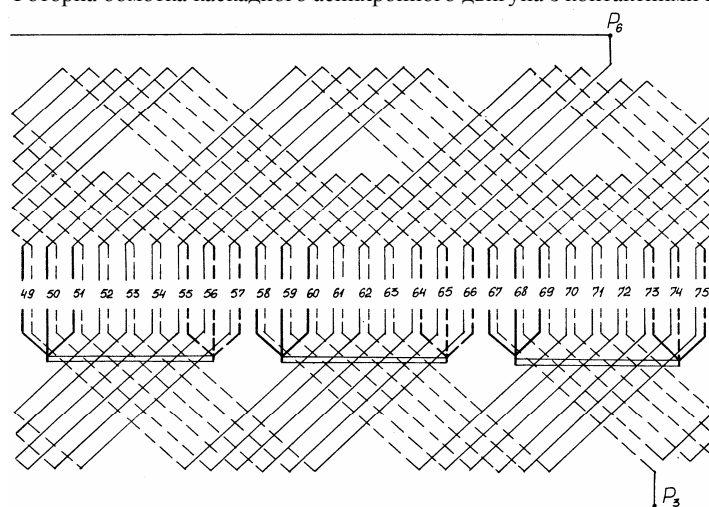


Рис. 1 – Роторна обмотка каскадного асинхронного двигуна з контактними кільцями



Продовження рис. 1

Якщо пусковий момент менший статичного моменту навантаження, то необхідно вмикати фазну обмотку ротора і розганяти як асинхронний двигун серійної конструкції.

При виконанні фазної обмотки з таким же числом витків, як і в двигуні, в якому всі пази ротора заповнені тільки фазною обмоткою, величина напруги на кільцях залишається незмінною, але струм фазної обмотки зменшується пропорційно кількості міді, що витрачається на фазну обмотку, зменшується нагрівання контактно-щіткового вузла і збільшується його надійність, при цьому потрібна менша величина регулювального опору.

Енергетичні показники в пусковому режимі при низьких частотах обертання покращуються, так як частина потужності не втрачається безповоротно в регульовальних резисторах, а повертається назад в статор для створення додаткового обертового моменту.

Так як при накоротко замкненій  $2p_1$ -полісній роторній обмотці зворотньо обертове  $2p_2$ -полісне поле повністю зникає, каскадні властивості двигуна втрачаються, і при високій частоті обертання енергетичні показники двигуна мають такі ж значення, як і в серійному двигуні.

При виконанні короткозамкнених котушок у вигляді білячої клітки зменшується витрата мідного проводу.

Був виготовлений експериментальний зразок асинхронного двигуна МА36-52/6Ф,  $2p_1$ -полісна ( $2p_1=6$ ) трифазна хвильова обмотка ротора має число пазів  $z_2=81$  і складається з 54-х стержневих котушок, решта котушок створюють 9 короткозамкнених котушкових груп, по 3 котушки в групі (рис.1: число пазів  $z_2=81$ , обмотка показана частково). Статорна обмотка – суміщена  $2p_1/2p_2$ -полісна ( $2p_2=12$ ) нерегульована, виконана в кожній фазі із двох паралельних віток. Кожна паралельна вітка складається із віддалених одна від одної на подвійне полюсне ділення котушкових груп.

На рис. 2а показана схема паралельних віток одної фази статорної обмотки. Число пазів  $z_1=72$ ,  $\tau_1=12$ ,  $y=10$ . Число котушок в кожній котушковій групі  $q=4$ . Починаються котушкові групи з таких пазів: 1, 13, 25, 37, 49, 61.

На рис. 2б показані  $2p_1$ -полісне поле та  $2p_2$ -полісне поле, що утворюється завдяки роторній обмотці. Паралельні вітки кожної фази статорної обмотки утворюють короткозамкнені контури відносно  $2p_2$ -полісного поля.



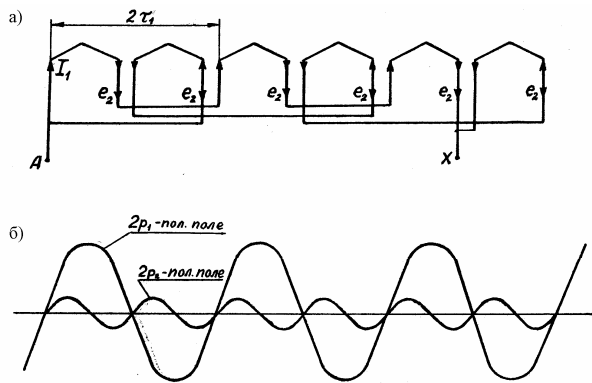


Рис. 2 – Схема паралельних віток фази статорної обмотки

Для визначення обмоткового коефіцієнта розглядуваної обмотки відносно  $2p_2$ -полюсного поля скористаємось універсальною методикою розрахунку обмоткових коефіцієнтів [2,3], згідно з якою геометрична сума ЕРС всіх активних сторін обмотки визначається як

$$E = \sqrt{A^2 + B^2},$$

де  $A = \sum(\cos n\alpha - \cos k\alpha)$ ;  $B = \sum(\sin n\alpha - \sin k\alpha)$

тут  $n$  – номери всіх пазів контуру, в яких при обході напрям руху направлений знизу вгору,  $k$  – номери пазів, в яких напрям руху направлений зверху вниз,  $\alpha$  – міжпазовий кут,

$$\alpha = \frac{360^\circ \times p_2}{z_1} = \frac{360^\circ \times 6}{72} = 30^\circ$$

Для фази, показаній на рис. 2а,  $n = 1, 2, 3, 4, 13, 14, 15, 16, 25, 26, 27, 28, 37, 38, 39, 40, 49, 50, 51, 52, 61, 62, 63, 64$ ;  $k = 11, 12, 13, 14, 23, 24, 25, 26, 35, 36, 37, 38, 47, 48, 49, 50, 59, 60, 61, 62, 71, 72, 1, 2$ .

Обмотковий коефіцієнт

$$K_{обл(2)} = \frac{E}{N} = \frac{\sqrt{A^2 + B^2}}{n+k} = \frac{\sqrt{14,20^2 + 14,20^2}}{48} = 0,418,$$

де  $N$  – число всіх активних сторін (арифметична сума ЕРС).

Були проведені випробування: дослід холостого ходу, дослід короткого замикання (в експериментальному двигуні окремо з розімкненою обмоткою ротора та з замкненою обмоткою ротора), а також зняті робочі характеристики.

Дані випробувань приводяться в таблиці в порівнянні з результатами випробувань серійного двигуна МА36-52/6Ф. Дані робочих характеристик в номінальному режимі не приведені, тому що нічим не відрізняються від показників серійного двигуна.

Як видно із експериментальних досліджень, пусковий струм досліджуваного двигуна при розімкненій роторній фазній обмотці зменшується при номінальній напрузі в 1,66 рази, пусковий момент збільшується в 1,82 рази порівняно з двигуном серійної конструкції з замкненими накоротко контактними кільцями. Пусковий момент досліджуваного двигуна при розімкненій роторній фазній обмотці складає 0,52 від максимального моменту асинхронного двигуна серійної конструкції. Слід відмітити, що якщо статорну обмотку виконати з кроком не  $y = 10$ , а  $y = 9$ , обмотковий коефіцієнт статорної обмотки відносно  $2p_1$ -полюсного поля зменшується при цьому всього на 4,3 %, зате обмотковий коефіцієнт статорної обмотки відносно

$2p_2$ -полюсного поля збільшується на 42 % і складає  $K_{обл(2)} = 0,592$ . Пусковий момент при цьому повинен досягнути значення максимального моменту.

Таблиця 1  
Дані випробувань двигуна МА36-52/6Ф

		Дослід ХХ			
		$P_0$	$P_{ст}$	$P_{мех}$	$I_0$
		Вт	Вт	Вт	А
серійний МА36-52/6Ф		4100	2490	1250	98,8
експериментальний	з розімкненою обмоткою ротора	4572	2900	1450	73
	з замкненою обмоткою ротора	4270	2600	1450	72,6

Продовження таблиці 1

		Дослід КЗ			
		$U_{1к}$	$P_k$	$I_k$	$\cos \phi_k$
		В	кВт	А	
серійний МА36-52/6Ф		380	288,7	1820	0,24
експериментальний	з розімкненою обмоткою ротора	380	288,3	1096,4	0,4
	з замкненою обмоткою ротора	380	272,4	1470	0,282

Продовження таблиці 1

		Механічні характеристики		
		$M_n$	$M_n$	$M_{max}$
		Нм	Нм	Нм
серійний МА36-52/6Ф		1230	1230	4290
експериментальний	з розімкненою обмоткою ротора		2235	
	з замкненою обмоткою ротора	1230	1646	4290

В пускових режимах нагрівання контактно-щіткового вузла досліджуваного двигуна відсутнє, в номінальному режимі роботи на 40% менше порівняно з серійним двигуном.

Розглянутий асинхронний двигун можливо виготовити безконтактним за рахунок виконання напівпровідникових елементів (тиристорів, транзисторів), що обертаються, для комутування фазних обмоток.

#### ЛІТЕРАТУРА

- [1] Використання каскадних властивостей асинхронних двигунів для покращення пускових характеристик. // Збірник наукових праць. – Миколаїв: НУК, 2004 - №4.
- [2] Луцки В.Д. Расчет обмоточных коэффициентов m-фазных обмоток, „Электромеханика”, // Изв.вузов. Электромеханика. – 1981. - №3.-С.267-275.
- [3] Луцки В.Д. Суміщені електричні машини та апарати. – К.: Техніка, 1933.-203 с. Мова рос.

Надійшла 14.10.2004

## ОБОБЩЕННАЯ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ СИНТЕЗА И АНАЛИЗА СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ СО СЛОЕВЫМИ ОБМОТКАМИ

Пуйло Г.В., д.т.н., проф., Трищенко Е.В.

Одесский национальный политехнический университет

Украина, 65044, Одесса, пр. Шевченко 1, ОНПУ, кафедра электрических машин

тел. (0482) 288-680, E-mail: puiilo@ukr.net

*Рассматривается обобщенная ММ силового трансформатора со слоевыми обмотками, обеспечивающая возможность автоматизированного синтеза, анализа и оптимизации распределительных трансформаторов с различными структурами магнитных систем и обмоток.*

*Розглядається узагальнена математична модель силового трансформатора з шаровими обмотками, яка забезпечує можливість автоматизованого синтезу, аналізу та оптимізації розподільчих трансформаторів з різними структурами магнітних систем та обмоток.*

Актуальность совершенствования современных распределительных трансформаторов обусловлена требованиями ресурсо- и энергосбережения при их производстве и эксплуатации.

В мировом трансформаторостроении эта проблема решается за счет реализации комплекса мероприятий [1], среди которых одними из наиболее эффективных являются совершенствование технических решений для магнитных систем, обмоток, изоляции, систем охлаждения и оптимизация электромагнитных и геометрических параметров трансформаторов.

Это, а также появление новых видов электротехнических сталей, привело к росту конструктивного многообразия (структур) магнитных систем и обмоток, а также к различиям в уровнях электромагнитных нагрузок в распределительных трансформаторах выпускаемых во всем мире.

Обоснованная оценка эффективности того или иного технического решения силового трансформатора затруднена не только его конструктивными различиями, но и тем, что в различных конструкциях трансформаторов для магнитных систем используются различные электротехнические стали, различные схемы размещения обмоток, а изготавливаются они на основе отличающихся технологических процессов и при различных стоимостях электротехнических, комплектующих компонентов, энергетических и трудовых затрат.

Для обоснованного выбора наиболее эффективной (оптимальной) структуры магнитной системы и обмоток трансформаторов в определенной (заданной) технико-экономической ситуации необходимо четкое технико-экономическое сопоставление вариантов трансформаторов разных конструктивных исполнений с оптимизированными параметрами в соответствии с заданными критериями. По существу – необходимо решать задачу структурно-параметрической оптимизации, при которой сравниваются структурные варианты с оптимизированными параметрами.

При традиционном подходе к решению такой задачи необходим комплекс математических моделей (ММ) учитывающих специфику структуры магнитной системы, обмоток, изоляции, свойств электротехнических материалов, системы охлаждения и т.д. для каж-

дого из таких конструктивных исполнений.

В этой ситуации суммарная мощность множества возможных технических решений (структурных вариантов) трансформатора ( $W_{\text{ст}}$ ) определяется как множеством возможных технических решений для магнитных систем ( $W_{\text{см}}$ ), так и множеством возможных технических решений для обмоток ( $W_{\text{со}}$ ), т.е. полное множество расчетных вариантов.

$$W_{\text{ст}} = \prod_{i=1}^k W_{\text{см}} \cdot \prod_{j=1}^n W_{\text{со}} \quad (1)$$

где  $i = \overline{1, k}$  - число возможных технических решений для магнитных систем,  $j = \overline{1, n}$  - число возможных технических решений для обмоток.

Мощность множества  $W_{\text{см}}$  определяется множеством как возможных конструктивных исполнений магнитных систем (планарные, пространственные, витые, шихтованные, комбинированные, с различными формами сечений стержней и ярм и т.п.), так и множеством возможных видов применяемых электротехнических сталей, конструкционных материалов. Мощность множества  $W_{\text{со}}$  определяется множеством возможных технических решений для обмоток (схем размещения концентров, структур сечений витка, материала изоляции, структур главной изоляции и т.п.), а также возможными видами проводникового материала, изоляции обмоточного провода. Если предположить, что количество возможных технических решений в конкретной проектной ситуации только для магнитных систем  $W_{\text{см}} = 10^2$ , а для системы обмоток  $W_{\text{со}} = 10^3$ , то число структурных вариантов, которые надо синтезировать, и у каждого из которых необходимо оптимизировать параметры, составляют  $10^5$ .

Поэтому в современных условиях системы автоматизированного проектирования трансформаторных устройств должны основываться на таких принципах организации процесса проектирования и на таких системных математических моделях (ММ), которые позволяют существенно сокращать количество необхо-

димых расчетных вариантов еще на этапах предварительного (эскизного) проектирования и в то же время обеспечивать необходимую точность структурной оптимизации.

С этих позиций наиболее целесообразен дедуктивный принцип организации процесса проектного синтеза [3] с разделением его на два этапа: этапа предварительного синтеза и оптимизации трансформатора и этапа детального синтеза и частной оптимизации на основе результатов первого этапа и стандартизованных конструктивных элементов.

На предварительном этапе процесс синтеза и оптимизации эффективно реализуется на основе обобщенных ММ, обеспечивающих синтез технических решений трансформаторов с требуемыми функциональными параметрами для заданных конструктивных решений (структур) магнитных систем, обмоток и других особенностей.

Первой особенностью такой ММ является то, что в ней в качестве управляемых переменных выбраны такие параметры, как отношение потерь ( $\xi$ ), отношение стоимостей обмоток и магнитных систем ( $X$ ) и индукция в стержне ( $B_c$ ), которые обеспечивают в результате реализации этапа предварительного синтеза получение вариантов с оптимальными по условиям ресурсо- и энергосбережения уровнями расхода активных материалов, потерь и удовлетворяющих основным функциональным требованиям. На этом же этапе легко контролируется совместимость заданных технических требований.

Для сокращения размерности оптимизационной задачи на предварительном этапе проектного синтеза в ММ различных типов магнитных систем в качестве переменных используются только их основные геометрические параметры – площадь сечения стержня  $S_{st}$ , высота  $H$  и ширина  $F$  окна магнитной системы, а для учета конструктивного исполнения – коэффициент заполнения площади сечения стержня магнитопровода активной сталью  $\varphi_0$  и показатели эффективности использования свойств стали в данной конструкции – удельные потери  $\alpha_0$  и удельная намагничивающая мощность  $\beta_0$ .

Для обмоток силовых распределительных трансформаторов применяются слоевые обмотки из круглого и прямоугольного провода. Однако структура обмотки может быть различной. В зависимости от вида применяемой изоляции, уровня тепловой нагрузки, механических условий, числа обмоток, числа концентров обмоток в окне может быть различным, что по существу требует свою ММ для каждого структурного вида и существенно усложняет ММ и процесс, как синтеза, так и анализа вариантов трансформатора.

С этой целью разработана обобщенная ММ обмоток, которая позволяет существенно снизить размерность оптимизационной задачи и учитывать необходимое количество концентров обмоток, а также порядок их размещения в окне путем замены реальных обмоток одной эквивалентной обмоткой.

Эквивалентная обмотка должна соответствовать следующим требованиям:

1. Мощность (полная) эквивалентной обмотки должна быть равна сумме типовых мощностей реальных обмоток.

2. Суммарная площадь сечения проводников эквивалентной обмотки в окне трансформатора должна быть равной сумме поперечных сечений в окне реальных обмоток.

3. Потери в эквивалентной обмотке должны быть равны сумме потерь в реальных обмотках при номинальных токах.

4. Количество вертикальных поверхностей охлаждения реальных обмоток учитывается суммарным коэффициентом эффективности охлаждения. Принимается, что эквивалентная обмотка условно имеет такое же число эффективных охлаждающих поверхностей ( $N_m$ ), что и сумма реальных обмоток.

Поскольку для обмоток существенным является структура витка, форма катушек (концентров), то разработаны базисные ММ эквивалентной обмотки для различных форм сечений стержней (прямоугольной, круглой, эллипсоидной) существующих пространственных и планарных типов магнитопроводов.

Ниже приведены основные зависимости для главных размеров  $n$  - обмоточного трансформатора со слоевыми обмотками, полученные на основе приведения реальных обмоток к одной эквивалентной:

Из условия равенства типовых мощностей эквивалентной и реальных обмоток следует:

$$I_m \cdot w_m = \sum_{i=1}^n I_i \cdot w_i, \quad (2)$$

где  $n$  - число концентров трансформатора,  $I_i$  - номинальный ток  $i$  - той обмотки,  $w_i$ ,  $w_m$  - номинальные числа витков соответственно  $i$  - той и эквивалентной обмоток;

Общий размер изоляционных промежутков поперек "окна" (рис. 1).

$$l_q = 2 \cdot (a_{on} + \sum_{i=2}^n a_{i(i-1)}) + a_{11}, \quad (3)$$

где  $\sum_{i=2}^n a_{i(i-1)}$  - ширина охлаждающего канала между

обмотками  $i$  или  $(i-1)$ , мм;  $a_{in}$  - изоляционный промежуток между стержнем и  $n$  - ой обмоткой;  $a_{11}$  - изоляционный промежуток между 1-ми обмотками разных фаз в „окне” трансформатора.

Масса эквивалентной обмотки

$$G_k = 0.5 \cdot \pi \cdot m \cdot \gamma \cdot L_m \cdot K' \cdot \varphi_c \cdot (H - l_0) \cdot (F - l_q) \cdot 10^6, \quad (4)$$

где  $K'$  - коэффициент, учитывающий наличие регулировочных витков в реальных обмотках;  $(F - l_q)$  - радиальный размер эквивалентной обмотки;  $(H - l_0)$  - высота эквивалентной обмотки;  $l_0$  - суммарный размер изоляции от обмотки до ярем,  $L_m$  - средняя длина витка эквивалентной обмотки;

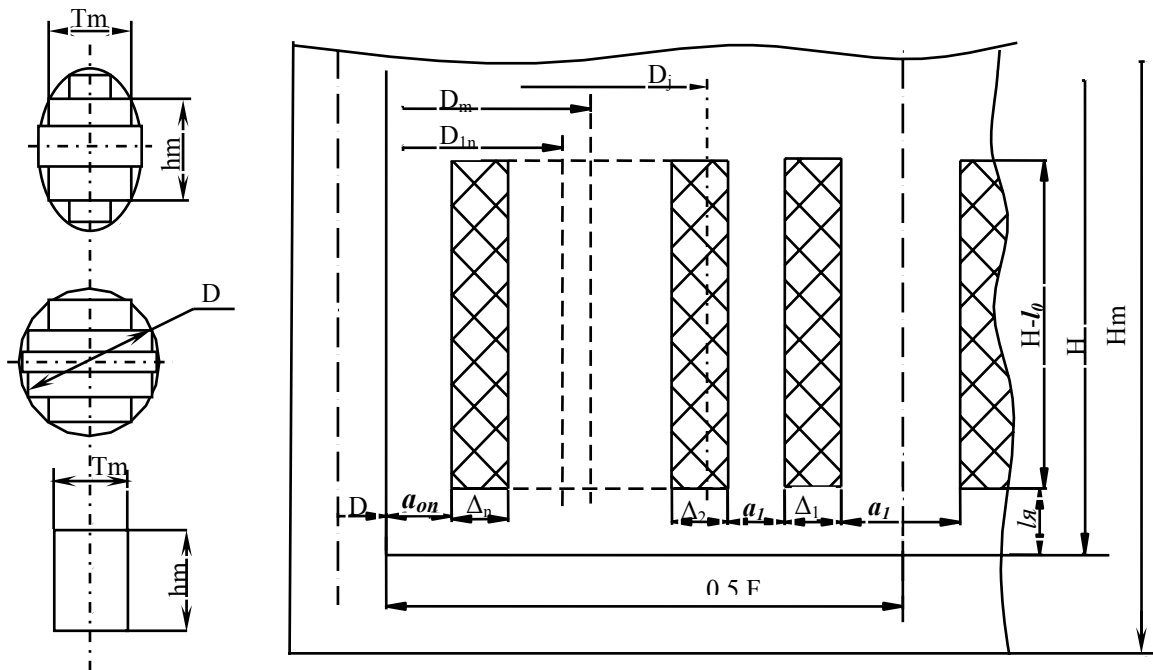


Рис. 1. Основные размеры и изоляционные расстояния трансформатора с планарной магнитной системой

$$L_m = \frac{\sum_{i=1}^n K_{pi} \cdot s_i \cdot w_{in} \cdot L_i}{s_1 \cdot w_{1n}} \cdot \frac{j_m}{l_1 \cdot j_1}, \quad (5)$$

где  $L_i$  - средняя длина витка  $i$ -той обмотки;  $s_i$ ,  $s_1$  - сечения витков  $i$ -той и  $l$ -ой обмотки,  $w_1$  - номинальное число витков  $l$ -ой обмотки;  $j_1$  - плотность токов  $l$ -ой обмотки.

Расчетная плотность тока эквивалентной обмотки выражается следующим образом:

$$j_m = \sqrt{\frac{P_{ky} \cdot l_2}{A_{02} \cdot G_k \cdot l_1}}, \quad (6)$$

где  $P_{ky}$  - суммарные основные потери в реальных обмотках трансформатора при номинальных токах. Ширина и высота эквивалентной обмотки выражается через напряжение рассеяния между крайними концами 1 и  $n$ , приведенное к типовой мощности обмотки 1, где  $L_{1n}$  - средняя длина витка канала рассеяния между обмотками 1 и  $n$ ;  $k_R$  - коэффициент Роговского;  $a_p$  - ширина приведенного канала рассеяния между обмотками 1,  $n$ ;

$$U_{s1n} = \frac{I_1 \cdot w_{1i}^2 \cdot k_R \cdot a_p \cdot L_{1n} \cdot f \cdot 10^{-7}}{0.127 \cdot U_1 \cdot (H - l_0)}, \quad (7)$$

где  $U_1$ ,  $I_1$  - номинальные напряжения и ток первой обмотки.

Высота эквивалентной обмотки определяется следующим образом

$$(H - l_0) = \frac{S_n \cdot l_1}{22210^9 \cdot m \cdot f \cdot \varphi_0 \cdot B_c \cdot S_{st} \cdot j_m \cdot \varphi_c \cdot (F - l_q) \cdot K}, \quad (8)$$

где  $\varphi_c$  - коэффициент заполнения проводниковым материалом эквивалентной обмотки;

Радиальный размер эквивалентной обмотки равен сумме радиальных размеров радиальных обмоток

$$(F - l_q) = 2 \cdot \sum_{i=1}^n \Delta_i = \varphi_c \cdot (F - l_q) \cdot \sum_{i=1}^n \frac{K_i \cdot K_{pi} \cdot d_i}{\varphi_i}, \quad (9)$$

где  $K_{pi}$  - коэффициент регулировочных витков  $i$ -той обмотки; Зная радиальный размер эквивалентной обмотки можно определить радиальный размер каждой реальной обмотки

$$\Delta_j = \frac{K_{pj} \cdot (F - l_q) \cdot d_j}{2 \cdot \varphi_j \cdot C_j \cdot m_j \cdot l_0} \quad (10)$$

Проектная ММ складывается из 5-ти основных модельных блоков:

- Блока ММ магнитных систем;
- Блока ММ обмоток;
- Блока электромагнитных связей и параметров;
- Блока ММ функциональных характеристик;
- Блока ММ проектных критериев.

Блок ММ магнитных систем состоит из базы модулей ММ магнитных систем, возможных конструктивных исполнений, устанавливающих связь между параметрами магнитных систем и их структурными и конструктивными особенностями, геометрическими размерами и свойствами возможных видов электро-технических сталей.

Блок обмоток включает модули ММ устанавливающие связи между структурой, конструктивными особенностями, размещением, видом обмоточного провода, и такими параметрами как масса, основные и добавочные потери, напряжение короткого замыкания.

ММ электромагнитных связей и параметров устанавливает математические зависимости между геометрическими размерами и электромагнитными, тепловыми параметрами обмоток (напряжением рассеяния, механическими усилиями, удельной тепловой нагрузкой). ММ электромагнитных связей и парамет-

ров предназначена для формирования соотношений геометрических размеров трансформатора в соответствии с требуемой величиной напряжения короткого замыкания.

Блок ММ проектных критериев включает ММ таких проектных критериев как затраты на трансформацию электрической энергии, масса и стоимости активных материалов, сумма потерь. Опыт проектного синтеза трансформаторных устройств показывает, что в обобщенной ММ должны быть базисные модули специфических элементов конструктивных компонент магнитных систем, учитывающие их геометрические особенности (форму сечения стержня, ярм, их размещение в пространстве и т.д.), а также особенности расчета основных и добавочных потерь в стали.

Рассмотренная обобщенная проектная ММ реализована в подсистеме "Аметист-2" [4] для проектного синтеза и оптимизации силовых  $n$ - обмоточных трансформаторов со слоевыми обмотками и магнитными системами с круглой и прямоугольной формой сечения стержней. Подсистема обеспечивает эффективный проектный синтез и оптимизацию этих конструктивных исполнений трансформаторов, а также решение задач проектных исследований при анализе технических решений.

#### ВЫВОДЫ

1. В обобщенной ММ трансформатора используются показатели эффективности ( $\varphi_k, \varphi_0, \alpha_0, \beta_0$ ), использования электротехнической стали и объема, занимаемого компонентами активной части трансформатора (обмотками и магнитной системы). Каждое конструктивно – технологическое решение обеспечивает конкретные (определенные) значения этих показателей. Это позволяет при структурной оптимизации четко учитывать и сопоставлять (через критерии оптимизации) эффективность различных конструктивно – технологических решений.

2. При решении задач проектного анализа (исследовательское проектирование) обобщенная ММ создает возможность формировать варианты начального приближения (облик трансформатора) с любым совместимым сочетанием структур магнитных систем и обмоток и параметрами в зоне их оптимальных значений.

3. Обобщенная ММ трансформатора, обеспечивает быстрое определение основных геометрических размеров и агрегированных значений электромагнитных нагрузок. А также позволяет реализовывать процесс синтеза оптимального трансформаторного устройства по дедуктивному принципу – от общих исходных посылок и обобщенных показателей к степени детализации, необходимой для технической документации на производство трансформатора.

4. Обобщенная ММ позволяет на этапе предварительного анализа определять совместимость исходных технико-экономических требований и средства соответствующей их корректировки.

5. В расчетные коэффициенты критерия входят показатели – цены на электротехнические материалы, на потери холостого хода и короткого замыкания. Это

позволяет оперативно учитывать при проектном анализе динамику изменения экономических условий и обеспечивать требования ресурсо- и энергосбережения в проектируемых трансформаторах.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Кустов С.С. Основные направления развития конструкций трансформаторов I - II габаритов // Электрические станции. - 1995. - №8. - С. 62-67.
- [2] Стародубцев Ю.Н., Цырлин М.Б. Основные направления совершенствования электротехнических сталей. <http://www.transform.ru/fabrication/ss/osnaproblem/osnapravlen.htm>. - 2003.
- [3] Пуйло Г.В. Построение обобщенных математических моделей трансформаторных устройств // Електромашинобудування та електроустаткування. Респ. Меж від. Наук. техн. збірник. - 1996. В. 48. - С. 89-96.
- [4] Пуйло Г.В., Левин Д.М., Трищенко Е.В. Подсистема автоматизированного синтеза силовых трансформаторов со слоевыми обмотками // Електротехніка і електромеханіка. - 2004. - №1. - С. 86-97.
- [5] Пентегов И.В., Рымар С.В., Лавренюк А.В., Петриенко С.И. Новые конструкции трехфазных трансформаторов с ленточными магнитопроводами // Електротехніка і електромеханіка. - 2002. - С. 86-97.

*Поступила 4.10.2004*

## СИСТЕМА МОНИТОРИНГА И УПРАВЛЕНИЯ СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Рассальский А.Н., к.т.н., доц.

Запорожский национальный технический университет

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

тел. (0612) 69-83-49, E-mail: Arassalsky@sterling.zp.ua

*Приведені функціональні можливості і принципи побудови системи моніторингу силових трансформаторів, які застосовуються у даний час на ряді підстанцій РАО "ЕС Росії".*

*Приведены функциональные возможности и принципы построения системы мониторинга силовых трансформаторов, применяемых в настоящее время на ряде подстанций РАО "ЕЭС России".*

### ВВЕДЕНИЕ

Силовые трансформаторы, автотрансформаторы и реакторы являются одними из основных элементов электрических сетей и систем.

Отказы в работе или аварийные отключения трансформаторов приводят к существенным убыткам. Применение системы мониторинга позволяет существенно повысить надежность работы трансформаторов.

При этом системы мониторинга применяются как для вновь изготавливаемых трансформаторов, так и для трансформаторов уже находящихся в эксплуатации.

Новые конструкции трансформаторов отличаются высокими удельными электромагнитными, тепловыми и механическими нагрузками. Это ведет к сокращению срока службы магнитных, изоляционных и конструктивных материалов. Одним из путей повышения надежности работы трансформатора является создание возможности постоянного контроля за изменениями основных параметров трансформатора в процессе эксплуатации и принятия своевременных мер по защите трансформатора при неблагоприятных результатах этих изменений.

Для трансформаторов, находящихся в эксплуатации, применение системы мониторинга обосновывается тем, что в настоящее время крайне необходимо продлить срок службы трансформаторов, находящихся в эксплуатации.

Учитывая общее состояние трансформаторного парка в энергосистемах РАО "ЕЭС России" [1], необходимо продлить срок службы уже установленных трансформаторов до экономически целесообразного. Кроме этого необходимо сократить эксплуатационные затраты на плановые ремонты действующих трансформаторов. Существенное сокращение затрат принесет переход от нормативно установленных сроков ремонта силовых трансформаторов к проведению ремонта в зависимости от их фактического состояния [2].

Основным инструментом внедрения этой концепции являются системы мониторинга, позволяющие отслеживать состояние трансформаторов в любой момент времени.

Система мониторинга непрерывно регистрирует основные параметры трансформатора в процессе эксплуатации и таким образом, предоставляет возможность фиксирования воздействий, влияющих на срок службы трансформатора. Автоматическая оценка этих данных делает возможным обнаружение приближаю-

щегося отказа на ранней стадии и своевременно выполнять техническое обслуживание, обусловленное состоянием объекта. Регистрация комплекса параметров (например, температурных режимов) позволяет делать выводы о допустимой нагрузке трансформатора.

## 2 ОПИСАНИЕ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА

### 2.1 Функциональная блок-схема системы

Система мониторинга с функциональной точки зрения условно может быть представлена в виде несколько блоков:

- блок измерения первичных параметров;
- блок обработки измеряемых параметров;
- блок архивирования, обработки и визуализации параметров;
- блок управления;
- блок обмена с системами верхнего уровня.

#### 2.1.1 Блок измерения первичных параметров

Этот блок включает в себя комплекс датчиков, приборов и систем измерения и контроля параметров, которые вводятся в систему мониторинга для дальнейшего анализа, визуализации и архивирования.

Подбор датчиков, приборов и систем зависит от мощности, класса, напряжения трансформатора, его возраста и технического состояния. Опыт производства и эксплуатации систем мониторинга в условиях российских энергосистем позволяет рекомендовать следующий комплекс датчиков и приборов для получения первичной информации для анализа его состояния.

##### 2.1.1.1 Измерение температур

Для анализа температурного режима трансформатора выполняется измерение температур верхних слоев масла, температуры масла на входе и выходе из охладителей, температуры окружающей среды, определение температуры наиболее нагретой точки обмотки.

Измерения температуры масла и окружающей среды выполняются датчиками РТ 100.

Температура наиболее нагретой точки обмотки фиксируется косвенным путем с помощью известного устройства АКМ Oil или Winding Temperature Indicator производства фирмы Qualitrol [3].

В настоящее время разработана методика расчета температуры наиболее нагретой точки по данным измерения в реальном масштабе времени в соответствии с рекомендациями МЭК 354-91 (рис.1).

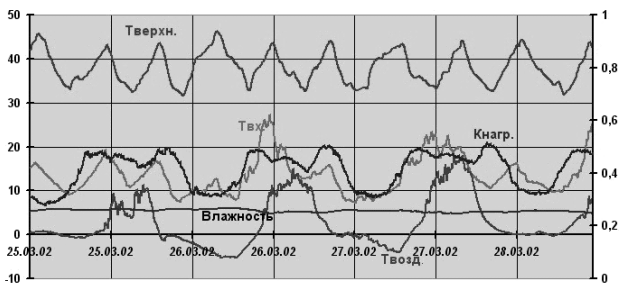


Рис.1. Изменение температуры верхних слоев масла, температуры масла на входе в бак, температуры окружающей среды и коэффициента нагрузки в течение трех суток работы трансформатора (ПС "Арзамасская 500")

По специальному заказу возможна установка оптоволоконных датчиков температуры типа WTS-22 производства фирмы LUXTRON [4] для прямого измерения температуры наиболее нагретой точки обмотки трансформатора. Эти датчики устанавливаются в процессе изготовления обмоток.

#### 2.1.1.2 Измерение электрических параметров

Для контроля электрических параметров работающего трансформатора (тока, напряжения, мощности, энергии и др.) необходимых для анализа работы трансформатора применяется прибор PM (Power Monitor) производства фирмы Allen Bradley [5]. Это микропроцессорный прибор, производится в нескольких модификациях (в зависимости от заказываемой функциональности), позволяет измерять, контролировать, накапливать и передавать измеряемую информацию.

Этот прибор спроектирован для работы в энергосистемах и позволяет измерять и сохранять в цифровом виде целый ряд специальных параметров, например, осциллографировать токи и напряжения по заданной уставке, сохранять и передавать эти осциллограммы в цифровом виде, выполнять гармонический анализ формы кривых тока и напряжения (до 41 гармоники включительно согласно требованиям IEEE).

Этот прибор снабжен комплектом программы RSPower (разработчик – Rockwell Software) [6], которые служат для настройки, контроля и управления модулями Power Monitor. По существу это не прибор, а подсистема сбора и обработки электрических параметров, которая может использоваться автономно или в составе более сложных систем.

В системе мониторинга этот прибор (подсистема) выполняет роль прибора измерения токов, напряжений, мощностей, энергии, которые используются для анализа работы трансформатора.

Данные гармонического анализа формы напряжений служат для выполнения контроля превышения напряжения по ГОСТ 1516.3-96 и качества электроэнергии по ГОСТ 13109-97.

Осциллографирование аварийных процессов (рис.2) позволяет анализировать последующее состояние трансформатора и последующую работу систем трансформатора с учетом нагрузок в режиме короткого замыкания.

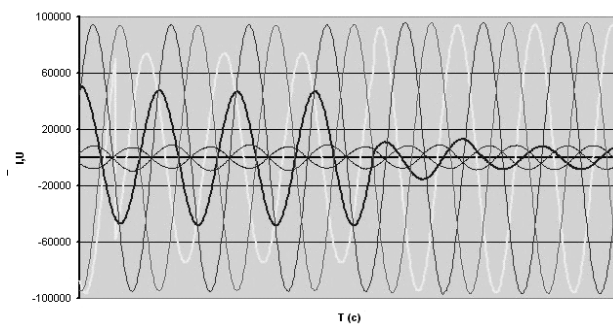


Рис.2. Однофазное короткое замыкание на ПС "Михайловская-330"

#### 2.1.1.3 Контроль влажности масла

Контроль влажности масла в настоящее время выполняется подсистемой Domino (производство фирмы Doble Engineering Company) [7]. Подсистема Domino снабжена датчиком влажности масла и датчиком температуры масла, позволяет выполнять непрерывные измерения относительной влажности масла, пересчитывать эти данные в абсолютные величины. Контрольные функции подсистемы обеспечиваются двумя парами выходных релейных сигналов, которые могут срабатывать по заданным уставкам влажности масла.

#### 2.1.1.4 Контроль содержания газов в масле

Одним из самых эффективных способов контроля состояния трансформатора в эксплуатации является измерение количества газов, растворенных в трансформаторном масле.

Значительная часть внутренних повреждений может быть определена проверкой состояния трансформаторного масла. Такие внутренние повреждения, как местные перегревы, частичные разряды (в масле или твердой изоляции), незначительные искрения контактных соединений и т.п., так или иначе, сказываются на состоянии трансформаторного масла.

В настоящее время в качестве подсистем анализа газов растворенных в трансформаторном масле используется система Hydran (производства General Electric) и Calisto (производства Morgan Shaffer).

Система контроля трансформаторного масла Hydran 201R [8] снабжена датчиком для определения количества растворенных газов в трансформаторном масле H201Ti (водород, окись углерода, ацетилен, этилен). Датчик представляет собой устройство на основе мембранной технологии и устанавливается на обратном трубопроводе охладителя в месте эффективного конвективного потока масла в специальном патрубке, ввариваемом в трубопровод.

Датчик подключается к контроллеру Hydran201Ci1, который устанавливается на боковой поверхности бака трансформатора. Программное обеспечение контроллера позволяет настраивать выходные сигнальные контакты на определенные значения содержания газов в масле.

В апреле 2003 года фирма GE анонсировала новый прибор Hydran M2, который измеряет влажность масла в дополнение к измерению содержания газа.

Система Callisto [9] измеряет содержание водорода, растворенного в масле, а также влагосодержа-

ние в масле. Эта система построена на основе непрерывного отбора части трансформаторного масла из бака трансформатора, прокачки его через внутреннюю систему прибора, в которой происходит определение содержания газа и влажности масла. Результаты измерения обрабатываются в контроллере устройства с встроенным программным обеспечением. На экран или в информационную подсистему выдаются уже обработанные данные содержания водорода и воды.

Система снабжена выходными релейными сигналами для контроля газосодержания и влагосодержания по заданным уставкам.

К сожалению, в настоящее время нет достоверных данных о том, какие газы являются основными, определяющими возникновение дефекта только водород или водород, окись углерода, ацетилен и этилен. В последнее время появилась информация [10], в которой измерение содержание углекислого газа, ацетилена и этилена представляется как «загрязнение» данных по содержанию водорода. По видимому, этот вопрос требует дополнительного исследования.

2.1.1.5 Контроль токов проводимости, ёмкости и тангенса угла диэлектрических потерь маслонеполненных вводов

Повреждение вводов трансформаторов 110 кВ и выше является наиболее распространенным видом повреждения. В настоящее время эксплуатируются негерметичные и герметичные маслонеполненные вводы. Как в герметичных, так и в негерметичных вводах возможно нарушение герметичности в зоне крепления верхней контактной шпильки.

Следствием этого является проникновение влаги из атмосферы в масло, увлажнение изоляции трансформатора.

В качестве системы контроля токов проводимости и тангенса угла диэлектрических потерь маслонеполненных вводов под рабочим напряжением используется система R1500 производства фирмы "Вибро-Центр" [11]. Система состоит из датчиков марки ДВ-1, закрепляемых на вводах, микропроцессорного модуля R1500 в защитном корпусе и соединительных кабелей.

Три сигнала с датчиков внутри прибора объединяются на нагрузочных сопротивлениях, соединенных в звезду. Благодаря применению фильтров прибор не чувствителен к наличию высших гармонических составляющих в напряжении с датчиков.

Определение тангенса угла потерь и емкости выполняются в двух режимах: определяется истинное значение, если на вход прибора подается опорное напряжение или определяет разброс величины тангенсов вводов относительно друг друга.

Передача информации в систему мониторинга осуществляется по интерфейсу RS-485.

2.1.2 Блок обработки измерительных параметров

Выходы вышеперечисленных датчиков и подсистем вводятся в модуль-концентратор, построенный на базе логического контроллера ControlLogix 5000 производства фирмы Allen Bradley [12]. Программируемый логический контроллер ControlLogix – контроллер открытой модульной архитектуры, отличается

повышенной надежностью, высоким быстродействием и широкими возможностями построения сетей сбора данных и управления различной структуры. Контроллеры комплектуются в виде набора модулей, включающих процессор, локальные модули ввода/вывода, адаптеры связи с удаленными устройствами ввода/вывода и другими устройствами в сети.

Программирование контроллеров осуществляется дистанционно с компьютера диспетчера.

Процессор имеет развитые средства диагностики состояния как собственного, так и модулей ввода/вывода.

В шасси контроллера установлен модуль 56SAM, являющийся PC совместимым контроллером с операционной системой Windows Embedded с установленным твердотельным флэш-диск, объемом 512MB. В памяти контроллера хранятся все данные измерений текущих параметров трансформатора. Это своего рода "черный ящик", в памяти которого хранятся все эксплуатационные параметры трансформатора.

В модуле контроллера работают программы: определения временного превышения напряжения в соответствии с требованиями ГОСТ 1516.3-96, постоянного расчета температуры наиболее нагретой точки обмотки в соответствии с ГОСТ 14209-97 (МЭК 354-91), контроля состояния изоляции вводов (прогноз снижения характеристик изоляции), контроля эффективности системы охлаждения по анализу температур на входе и выходе из охладителя, расчета перегрузочной способности трансформатора по ГОСТ 14209-97 (МЭК 354-91), оценки срока службы трансформатора.

Результаты расчетов в режиме реального времени накапливаются, анализируются и в случае превышения заданных пороговых значений выдают сообщения обслуживающему персоналу. При этом сигналы должны квитироваться оператором и автоматически записываются в оперативный журнал.

Кроме измеряемых параметров в блок-концентратор вводятся все релейные сигналы штатного оборудования трансформатора: газового реле, отсечного клапана, датчика уровня масла в расширителе и РПН.

Эти сигналы хранятся с меткой времени и в случае превышения заданных пороговых значений выдают сообщения на экран монитора оператора и на панель сигнализации (при необходимости).

2.1.3 Блок архивирования, обработки и визуализации параметров

Обработка сигналов с блока концентратора выполняется программой RSView, средством для создания человеко-машинного интерфейса, производства фирмы Rockwell Software [13]. RSView использует открытые технологии в рамках платформы Microsoft Windows, такие как ODBC, OLE и DDE и, поэтому является открытой платформой. RSView обеспечивает взаимодействие между продуктами серии WINtelligent и продуктами Microsoft и обладает улучшенной функциональностью. Это обеспечивается за счет объектно-ориентированной анимационной графики, открытой базы данных в формате DBF и расширенными возможностями для построения графиков (трендов), тревог, создания производных (например, вычисляемых) тегов и детекторов событий.



RSView обладает способностью увязать в единое целое конфигурацию вводов/выводов для устройств, изготовленных другими фирмами. Для программируемых логических контроллеров Allen-Bradley RSView предлагает организацию связи через прямые драйверы устройств, обеспечивая наивысшую пропускную способность передачи данных.

RSView имеет уникальную систему драйверов связи. Она включает в себя динамическую оптимизацию обмена по сети и проверку ошибок индивидуально по каждому тегу. Важной особенностью является горячее резервирование драйверов связи. Все это создает надежную среду для гарантированного сбора данных.

Графические изображения также обладают способностью распознавать потери связи с драйвера устройств. Они отображают также ситуации пустыми полями данных, требуя вмешательства оператора.

RSView обеспечивает полную поддержку технологии OLE, которая позволяет свободно встраивать непосредственно в графические экраны RSView объекты, в качестве которых используют независимые приложения Windows. Все функции по редактированию такого объекта в полной мере доступны, т.к. они обеспечиваются не RSView, а встроенным приложением без каких-либо ограничений.

RSView поддерживает тревоги для цифровых и аналоговых тегов, которые можно поделить на 8 градаций по уровням и 8 категорий опасности. Аналоговые тревоги содержат механизмы для косвенных сравнений отношений тревог относительно других тегов RSView, тем самым, устраняя трудности работы с тревогами только на уровне снимаемых сигналов.

RSView позволяет выводить свободную таблицу тревог, которая позволяет быстро просматривать и находить тревоги. Свободная таблица тревог может быть выведена непосредственно, как самостоятельная подсистема RSView или может быть встроена в графический экран пользователя как объект OLE.

RSView имеет гибкий и развитый механизм обработки трендов (графиков). Тренды могут сниматься непосредственно в реальном масштабе времени, когда данные берутся из базы данных (ВД) тегов. Другой вид трендов – это исторический тренд, когда информация берется из архивных файлов, предварительно записанных регистратором данных.

Тренд может рисовать до 16-ти перьев (независимых сигналов) на одном экране.

#### 2.1.4 Блок управления

В блоке управления в настоящее время реализованы функции управления системой охлаждения и управления устройством регулирования напряжением.

Управление системой охлаждения основано на анализе текущего температурного режима трансформатора и выполняется путем включения (отключения) охладителей (вентиляторов) с учетом реальной нагрузки трансформатора.

Кроме функции управления этой подсистемой осуществляется контроль эффективной работы охладителей, контроль времени и условной работы двигателей насосов и вентиляторов, контроль энергопотребления системы охладителей.

Управление системой охлаждения может выполняться как в автоматическом режиме так и в ручном –

выдача рекомендаций обслуживающему персоналу и управление с диспетчерского пункта.

Управление устройством регулирования напряжения реализовано пока для РПН типа MR производства фирмы REINHAUSEN.

Функция управления фактически сводится к расширению возможностей контроллера VC100, применяемого в РПН типа MR в качестве штатного устройства.

На экран оператора выводится текущее положение переключателя РПН, а также выведены кнопки управления "вверх/вниз", позволяющие нажатием кнопки на экране выполнить переключение.

Кроме этого реализована возможность передачи управления переключением РПН на дальний диспетчерский пункт МЭС.

В подсистеме управления РПН реализованы функции контроля работы РПА: ведется учет числа переключений, контролируется пусковой ток двигателя привода РПН, выполняется контроль уровня масла и давление в баке РПН.

В настоящее время ведется работа над возможностью установки устройства контроля газа и влаги в баке РПН и установки устройства очистки масла в баке РПН. Такой контроль необходим для трансформаторов, работающих в условиях резкопеременных нагрузок.

#### 2.1.5 Блок обмена с системами верхнего уровня

Система мониторинга и управления трансформаторами в любом случае является информационной подсистемой общей автоматизированной системы управления подстанцией. Поэтому необходимая информация должна передаваться в АСУТП подстанции и на диспетчерский пункт энергосистемы. К сожалению, в настоящее время нет нормативных документов, определяющих состав, дискретность и форму информации, которую необходимо предоставлять в АСУТП подстанции о состоянии трансформаторов из базы данных системы мониторинга трансформаторов.

Передача данных состояния трансформатора соответствующим службам энергосистемы организована с помощью стандартной платформы Internet Explorer. Это ликвидирует необходимость устанавливать специальное программное обеспечение на каждый компьютер. Интернет-технология предоставляет возможность для организации визуализации на базе Web-сервера. Browser и другие инструменты для вывода HTML-документов являются бесплатным стандартным набором программного обеспечения на каждом компьютере. HTML является общепризнанным промышленным стандартом, который отличается гибкостью и надежностью.

Для передачи в ЦДПУ энергосистемы в контроллере организован Web-сервер, с помощью которого текущая информация из системы мониторинга передается на компьютер ЦДПУ энергосистемы [3]. Специалисты отделов эксплуатации и технического обслуживания имеют возможность анализировать состояние трансформатора, планировать текущие ремонты, а также получать информацию о допустимой нагрузке и определять критерии перегрузки.

Для передачи текущей информации в базу данных АСУТП подстанции в контроллере выделен порт для канала связи, по которому согласованная в техническом задании информация передается в базу данных АСУТП подстанции. Как правило, это информа-

ция о наработке отдельных узлов и всего трансформатора, позволяющая оценивать текущее состояние и ресурс трансформатора.

Эта информация крайне важна для анализа аварийных процессов в энергосистеме.

### 3 ОПЫТ ПРИМЕНЕНИЯ

Системы мониторинга установлены на автотрансформаторы производства Запорожского трансформаторного завода на семи подстанциях МЭС Центра, на трех подстанциях МЭС Северо-Запада и на одной подстанции МЭС Волга (табл.1).

Таблица 1

Внедрение систем мониторинга силовых трансформаторов, изготовленных ООО "Стерлинг Групп"

№	Трансформатор	Подстанция	Энергосистема
1	АТДЦТН-250000/500/110-У1	ПС "Арзамасская"	МЭС Центра
2	АТДЦТН-200000/220/110-У1	ПС "Михайловская"	МЭС Центра
3	АТДЦТН-125000/330/110-І-У1	ПС "Бологое-1"	МЭС Центра
4	АТДЦТН-250000/330/220-У1	ПС "Талашкино"	МЭС Северо-Запада
5	АТДЦТН-125000/330/110-І-У1	ПС "Чудово"	МЭС Северо-Запада
6	АТДЦТН-125000/330/110-І-У1	ПС "Окуловская"	МЭС Северо-Запада
7	АТДЦТН-125000/330/110-І-У1 (з/з 125572/1)	ПС "Бологое-2"	МЭС Центра
8	АТДЦТН-125000/220/110-У1	ПС "Ключики"	МЭС "Волга"
9	ТДН-40000/110-У1 (2 шт.)	Испат-кермет	Казахстан
10	ТДН-63000/110-У1 (2 шт.)	Испат-кермет	Казахстан

В настоящее время создана комплексная распределенная система мониторинга для группы трех однофазных автотрансформаторов АОДЦТ-417000/750/500 производства Запорожского трансформаторного завода и группы трех реакторов РОМБС-110000/750/110 производства Московского трансформаторного завода для подстанции "Череповецкая-750" МЭС Центра. Система мониторинга реакторов разработана как типовая для реакторов производства Московского трансформаторного завода. Все данные системы мониторинга интегрированы в АСУ ТП подстанции.

Ведется разработка проектной документации для установки аналогичных систем на автотрансформаторы, находящиеся в эксплуатации (АТДЦТН-250000/500/110 подстанция "Радуга" МЭС Центра). Основной проблемой при этом является правильный подбор и установка датчиков для получения наиболее полной информации о состоянии трансформатора.

Разработана система мониторинга с сокращенной функциональностью, которая может успешно применяться для трансформаторов мощностью 40-63 МВА, напряжением 110 кВ для силовых подстанций предприятий. В этом случае возможно применение одной системы мониторинга для нескольких трансформаторов.

Весьма перспективной является работа по созданию системы мониторинга для специальных трансформаторов (преобразовательных, печных и т.п.), ра-

ботающих при резкопеременных нагрузках. Вести непрерывный контроль параметров таких трансформаторов необходимо для своевременного предупреждения аварийных ситуаций.

### ВЫВОДЫ

- Опыт эксплуатации систем мониторинга силовых трансформаторов показал, что аппаратная база – семейство контроллеров Allen-Bradley, выбрана правильно. На этой аппаратной базе достаточно просто и надежно реализуются все специальные требования, необходимые для сбора, хранения, обработки и передачи информации о состоянии трансформатора в процессе эксплуатации.

- Разнообразные средства сетевых интерфейсов, которыми обеспечены эти контроллеры, позволяют строить системы с распределенными источниками информации, например, для групп однофазных трансформаторов и реакторов.

- Как показал опыт эксплуатации, сохранение данных работы трансформатора в базе данных контроллера в течение десяти лет позволяет надежно сохранять данные в случае отключения или перезагрузки компьютера оператора.

- Построение Web-сервера в контроллере позволяет надежно передавать информацию о состоянии трансформатора в удаленные рабочие места управления энергосистемой.

### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Рассальский А.Н. Системы мониторинга силовых трансформаторов. Доклад на 3-й международной конференции "Энергосбережение 2003"
- [2] Вопросы надежности и совершенствования эксплуатации энергетического оборудования. Энергопресс, электронный бюллетень № 3 (129) от 01.04.03.
- [3] AB QUALITROL AKM, [www.qualitrolcorp.com](http://www.qualitrolcorp.com)
- [4] LUXTRON Corporation, [www.luxtron.com/customerinfo/index.html](http://www.luxtron.com/customerinfo/index.html)
- [5] Power Monitor 3000. Publication 1404-UM001A-EN-P - July 2002, [www.ab.com/PEMS/products.html](http://www.ab.com/PEMS/products.html)
- [6] RSPower. ID 9398-P32TD- JUN00, [http://www.ab.com/PEMS/downloads/RSPower32\\_Tech\\_Data\\_6-00.pdf](http://www.ab.com/PEMS/downloads/RSPower32_Tech_Data_6-00.pdf)
- [7] Moisture-in-Oil Sensors, DOMINO™, [www.doble.com/products/products.htm](http://www.doble.com/products/products.htm)
- [8] On-Line Monitoring of Transformer Key-Fault Gases, HYDRAN® 201R Model, [www.gesyprotec.com](http://www.gesyprotec.com)
- [9] Dissolved Hydrogen and Water Monitor Model Calisto, CALISTO, [www.morganschaffer.com/](http://www.morganschaffer.com/)
- [10] W. VeDermid, A. Glodjo, and J.C. Bromley, "Analyses of Winding Failures in HVDC Converter Transformers", Proceedings EIC/EMCV, Cincinnati, Oct. 1999, pp. 653-657.
- [11] Система контроля токов проводимости и тангенса угла потерь маслонаполненных вводов под рабочим напряжением R-1500 (Вибро-Центр, г. Пермь), [vibrocenter.ru/r1500.htm](http://vibrocenter.ru/r1500.htm)
- [12] ControlLogix. Publication 1756-SG001A-US-P—July 2000, [www.rockwellautomation.com/](http://www.rockwellautomation.com/)
- [13] RSView32. Overview, [www.software.rockwell.com/rsvview32](http://www.software.rockwell.com/rsvview32)

Поступила 15.09.2004

## АВТОМАТИЧЕСКОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВИДА КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ И ОСОБОЙ ФАЗЫ

Сендерович Г.А., к.т.н., с.н.с.

Харьковская национальная академия городского хозяйства,

Украина, 61002, Харьков, ул. Революции, 12, ХНАГХ, кафедра "Электроснабжение городов"

Тел. (057) 707-31-17, E-mail: elcity@ksame.kharkov.ua

*У статті розроблена методика автоматизації визначення місця ушкодження. Дано блок-схему аналізатора аварійного режиму, розроблено алгоритм автоматичного визначення виду короткого замикання та особливої фази.*

*В статті розроблена методика автоматизації визначення місця пошкодження. Дана блок-схема аналізатора аварійного режиму, розроблено алгоритм автоматичного визначення виду короткого замикання та особливої фази.*

Использование цифровых осциллографов, выполненных на базе ЭВМ, позволяет зафиксировать и сохранить информацию о мгновенных значениях токов и напряжений по трем фазам всех подходящих к подстанции линий. Разработанный в ХНАГХ фиксатор аварийных сигналов (ФАС) записывает токи и напряжения в течение 12,8 с, сохраняя в памяти их мгновенные значения для предаварийного и аварийного режимов. Дальнейшая обработка мгновенных значений, производимая анализатором сигналов аварийного режима (АНФАС), дает любой желаемый набор параметров режима в месте измерения, который может быть использован для решения ряда энергетических задач.

На основе применения АНФАС разработано устройство определения места повреждения в сети с эффективно заземленной нейтралью [1]. Оперативность получения результата является одной из важнейших задач работы устройства по определению места повреждения. Кроме того, желательно иметь возможность получения результата без привлечения высококвалифицированных специалистов. В связи с этим появляется необходимость разработки блока, обеспечивающего автоматизацию расчетов.

Отличие от известных приборов одностороннего определения места повреждения типа МИР, МФИ, ИМФ, выполненных на микропроцессорной базе [2], использование цифровых осциллографов позволяет производить анализ режимов по вторичным информативным параметрам, полученным после обработки мгновенных значений токов и напряжений в интервале анализа аварийного режима. При этом появляется возможность использовать критерии по определению вида КЗ и особой фазы, как совпадающие с используемыми в микропроцессорной технике, так и существенно отличающиеся от них. Так, в названных устройствах вид КЗ и особую фазу определяют по фазовым соотношениям векторов симметричных составляющих токов. Есть режимы работы сети, в которых эти критерии работают ложно. Для обеспечения надежности их работы приходится применять дополнительные меры. В частности, в некоторых работах предлагается коррекция угловых величин границ областей характерного расположения векторов [3], что

тоже не является гарантией правильного действия во всех аварийных режимах.

Целью статьи является разработка алгоритма действия блока автоматизации расчетов (БАР) и его функциональной связи с устройством АНФАС.

Блок автоматизации расчетов входит в состав анализатора фиксируемых аварийных сигналов АНФАС (рис. 1) и должен работать в трех режимах: автоматическом, полуавтоматическом, информационном.

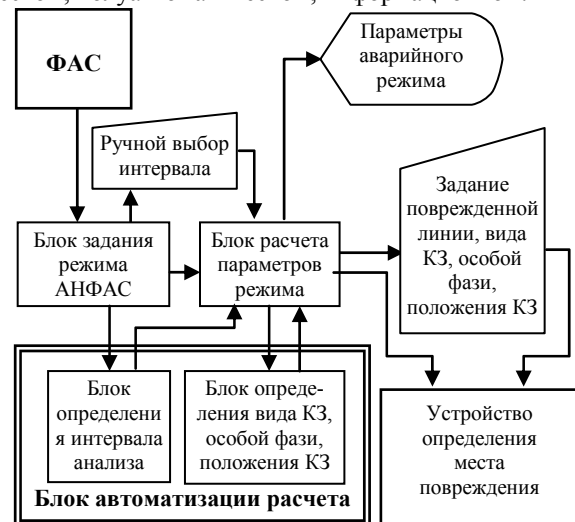


Рис. 1. Блок - схема анализатора фиксируемых аварийных сигналов (АНФАС)

**Автоматический режим** предназначен для обнаружения и указания вида КЗ, поврежденных фаз и расстояния до места КЗ непосредственно после отключения линии и без участия эксплуатационного персонала.

БАР должен запускаться по факту срабатывания релейной защиты и выполнять следующие функции в автоматическом режиме:

- выбор начального момента интервала анализа аварийного режима;
- определение вида КЗ;
- определение особой фазы;
- определение места положения КЗ.

**Полуавтоматический режим** рассчитан на квалифицированных специалистов энергетиков. В этом режиме оператор по осциллограммам токов и напря-

жений выполняет функции БАР. Полуавтоматический режим позволяет повысить точность определения места повреждения за счет квалифицированного выбора начала и продолжительности интервала анализа аварийного режима.

**Информационный режим** предназначен для получения информации по заданному пакету параметров режима для дальнейшего их использования по усмотрению оператора.

Основной частью АНФАС является блок расчета параметров режима, в котором формируются комплексные величины параметров режима, нужных для функционирования устройства определения места повреждения. Для этого необходимо выделить интервал анализа [4], определить вид короткого замыкания (КЗ), особую фазу, место положения КЗ. Эти функции выполняет БАР, который состоит из двух соответствующих блоков.

Для определения вида КЗ и особой фазы предлагается следующий алгоритм.

1. Производится проверка наличия КЗ по факту превышения действующим значением прямой последовательности тока хотя бы одной из фаз заданной уставки.

$$\left. \begin{aligned} A1 &:= I_{A1} > I_{уст}; \\ B1 &:= I_{B1} > I_{уст}; \\ C1 &:= I_{C1} > I_{уст}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

В качестве уставки должна приниматься величина тока, для которой гарантированно превышение ее составляющей прямой последовательности минимального тока КЗ. В качестве первого приближения можно принять  $I_{уст} = I_{TA}$  [2], где  $I_{номTA}$  - номинальный ток измерительных трансформаторов тока линии электропередачи. Использование токов прямой последовательности в отличие от фазных позволяет отстроиться от продольной несимметрии.

Условием подтверждения наличия КЗ есть дизъюнкция элементарных высказываний  $A1, B1, C1$ :

$$Y1 = A1 \vee B1 \vee C1 = 1. \quad (2)$$

При  $Y1 = 0$  фиксируется отсутствие КЗ на линии.

2. В случае выполнения условия (2) определяется наличие замыкания на землю.

При однофазных и двухфазных замыканиях на землю в сетях с эффективно заземленной нейтралью токи нулевой последовательности существенно превышают рабочие токи здоровых фаз [5]. Наличие замыкания на землю можно определить из условия превышения током нулевой последовательности в неповрежденной фазе. Для этого надо выяснить выполнение элементарных событий

$$\left. \begin{aligned} A2 &:= I_0 > I_a; \\ B2 &:= I_0 > I_b; \\ C2 &:= I_0 > I_c. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

дизъюнкция которых дает достаточное условие наличия КЗ на землю:

$$Y2 = A2 \vee B2 \vee C2 = 1. \quad (4)$$

Блок-схема алгоритма определения вида КЗ и особой фазы приведена на рис. 2.

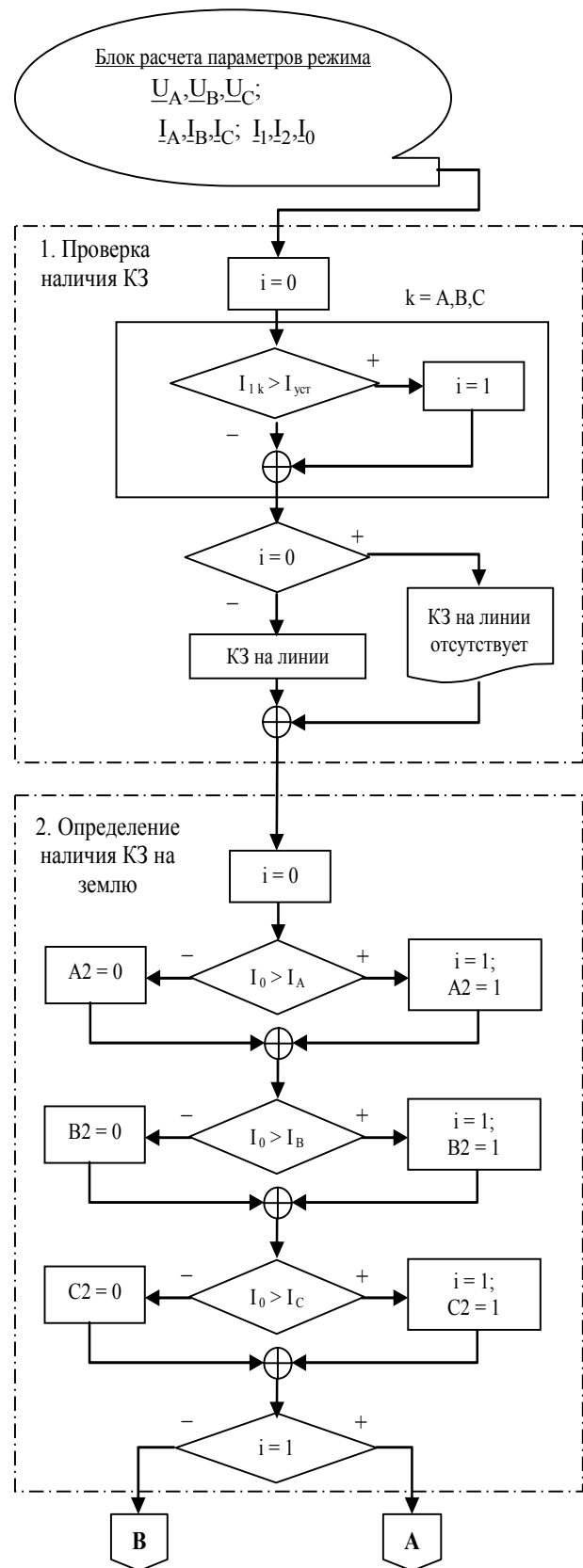


Рис.2. Блок-схема алгоритма определения вида КЗ

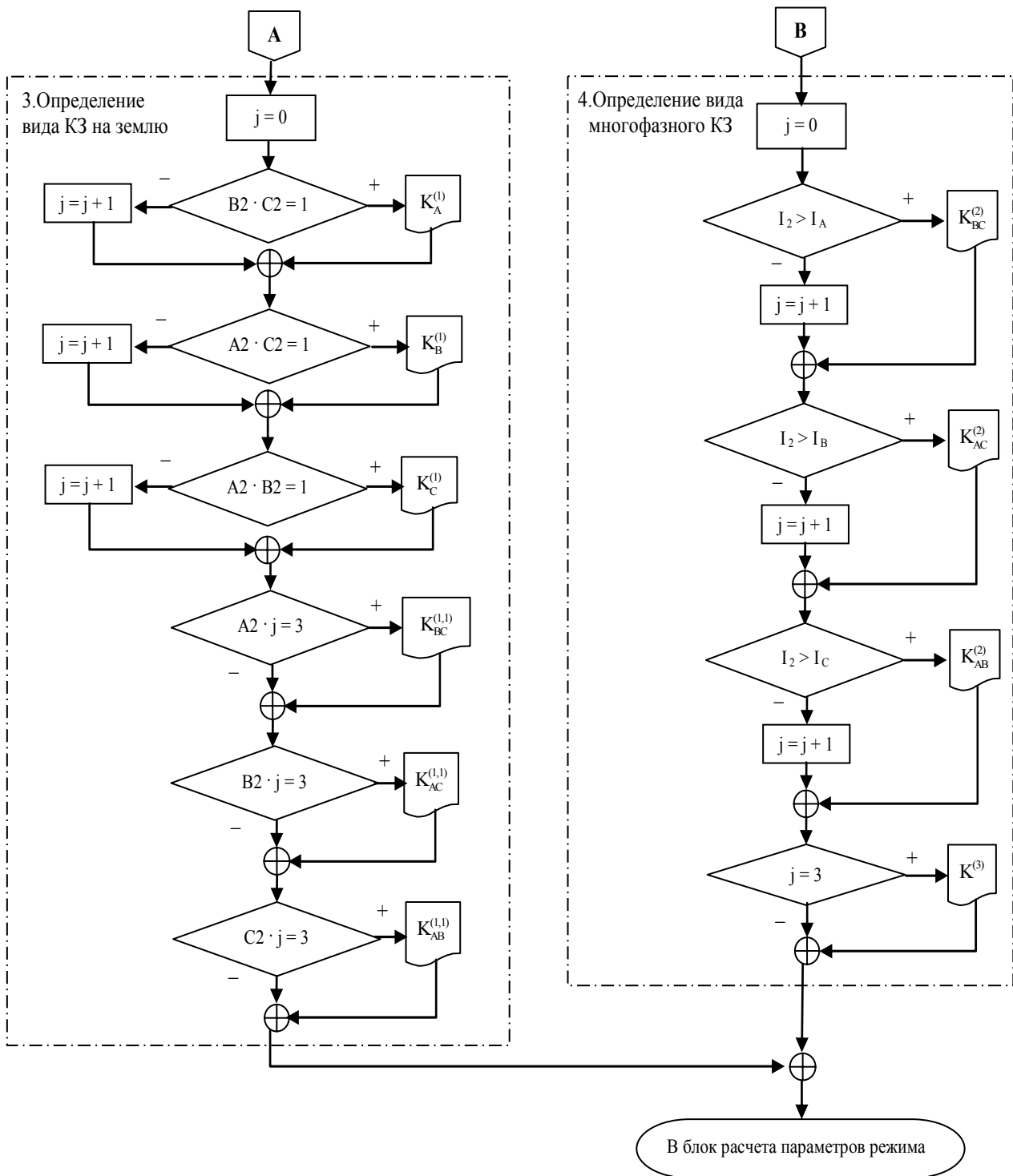


Рис.2. Блок-схема алгоритма определения вида КЗ (продолжение)

3. В случае выполнения условия (4), определяем вид КЗ на землю. Для этого учтем, что при однофазном замыкании ( $K^{(1)}$ ) неравенства (3) будут выполняться в двух фазах, а при двухфазном замыкании на землю ( $K^{(1,1)}$ ) - в одной фазе. Различить  $K^{(1)}$  и  $K^{(1,1)}$  можно, рассматривая три конъюнкционных уравнения:

$$\left. \begin{aligned} A3 &:= B2 \wedge C2; \\ B3 &:= A2 \wedge C2; \\ C3 &:= A2 \wedge B2. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Условием наличия однофазного является дизъюнкция событий  $A3, B3, C3$ :

$$Y3 = A3 \vee B3 \vee C3 = 1 \rightarrow K^{(1)}. \quad (6)$$

Полное условие должно учитывать, что при  $K^{(1)}$  неравенства (3) выполняются в двух фазах, а в третьей не выполняются:

$$(A3 \wedge \overline{A2}) \vee (B3 \wedge \overline{B2}) \vee (C3 \wedge \overline{C2}) \rightarrow K^{(1)}. \quad (7)$$

Определение поврежденной фазы при однофазном КЗ уже заложено в формулах (6), (7). Необходи-

мыми и достаточными условиями наличия однофазного КЗ в фазах  $A$  ( $K_A^{(1)}$ ),  $B$  ( $K_B^{(1)}$ ),  $C$  ( $K_C^{(1)}$ ) являются:

$$\left. \begin{aligned} (\overline{A2} \wedge B2 \wedge C2) \wedge (\overline{B2} \wedge A2 \wedge C2) \wedge (\overline{C2} \wedge A2 \wedge B2) &\rightarrow K_A^{(1)}; \\ (\overline{B2} \wedge A2 \wedge C2) \wedge (\overline{A2} \wedge B2 \wedge C2) \wedge (\overline{C2} \wedge A2 \wedge B2) &\rightarrow K_B^{(1)}; \\ (\overline{C2} \wedge A2 \wedge B2) \wedge (\overline{A2} \wedge B2 \wedge C2) \wedge (\overline{B2} \wedge A2 \wedge C2) &\rightarrow K_C^{(1)}. \end{aligned} \right\} (8)$$

Выражения (7) и (8) несут избыточную информацию, так как события событий  $A2$ ,  $B2$ ,  $C2$  не являются независимыми. При выполнении условия (4)  $Y2 = 1$ , для определения поврежденной фазы достаточно знать, как выполняются условия (5):

$$\left. \begin{aligned} B2 \wedge C2 &\rightarrow K_A^{(1)}; \\ A2 \wedge C2 &\rightarrow K_B^{(1)}; \\ A2 \wedge B2 &\rightarrow K_C^{(1)}. \end{aligned} \right\} (9)$$

С учетом (3):

$$\left. \begin{aligned} (I_0 \rangle I_B) \wedge (I_0 \rangle I_C) &\rightarrow K_A^{(1)}; \\ (I_0 \rangle I_A) \wedge (I_0 \rangle I_C) &\rightarrow K_B^{(1)}; \\ (I_0 \rangle I_A) \wedge (I_0 \rangle I_B) &\rightarrow K_C^{(1)}. \end{aligned} \right\} (10)$$

Если при наличии замыкания на землю ( $Y2 = 1$ ) уравнение (6) не выполняется, то имеет место двухфазное КЗ на землю. Условие наличия этого повреждения:

$$Y3 = A3 \vee B3 \vee C3 = 0 \rightarrow K^{(1,1)}. \quad (11)$$

В особой фазе при  $K^{(1,1)}$  будет выполняться одно из неравенств (3). Определение особой фазы можно описать следующими выражениями:

$$\left. \begin{aligned} I_0 \rangle I_A &\rightarrow A \left( K_{BC}^{(1,1)} \right); \\ I_0 \rangle I_B &\rightarrow B \left( K_{AC}^{(1,1)} \right); \\ I_0 \rangle I_C &\rightarrow C \left( K_{AB}^{(1,1)} \right). \end{aligned} \right\} (12)$$

4. В случае отсутствия замыкания на землю ( $Y2 = 0$ ) определяем вид междуфазного КЗ и особую фазу, если имеет место двухфазное КЗ ( $K^{(2)}$ ).

Проверку наличия несимметрии можно осуществлять по условию [2]:

$$Y4 := 6 \cdot I_2 \rangle I_1. \quad (13)$$

Выполнение условия (13) является признаком несимметрии. Двухфазное КЗ имеет место при:

$$Y4 = 1 \rightarrow K^{(2)}. \quad (14)$$

При двухфазном КЗ в неповрежденной фазе вектора токов прямой и обратной последовательностей имеют взаимный угол, превышающий  $180^\circ$  [4], в поврежденных фазах этот угол меньше  $180^\circ$ . Такая особенность дает признак особой фазы:

$$\left. \begin{aligned} I_2 \rangle I_A &\rightarrow A \left( K_{BC}^{(2)} \right); \\ I_2 \rangle I_B &\rightarrow B \left( K_{AC}^{(2)} \right); \\ I_2 \rangle I_C &\rightarrow C \left( K_{AB}^{(2)} \right). \end{aligned} \right\} (15)$$

Трехфазное КЗ будет в том случае, если условие (14) не выполняется:

$$Y4 = 0 \rightarrow K^{(3)}, \quad (16)$$

или не выполняется ни одно из неравенств (15):

$$Y5 = (I_2 \rangle I_A) \vee (I_2 \rangle I_B) \vee (I_2 \rangle I_C) = 0 \rightarrow K^{(3)}. \quad (17)$$

## ВЫВОДЫ

Использование анализатора сигналов аварийного режима (АНФАС), выполненного на базе ЭВМ, позволяет получить достаточно простые и надежные по сравнению с применяемыми в микропроцессорной технике алгоритмы автоматического определения вида короткого замыкания и особой фазы.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Автоматизированные методы и средства определения мест повреждения линий электропередачи: Уч. пособие / О.Г. Гриб, А.А. Светелик, Г.А. Сендерович, Д.Н. Калужный. Под общей редакцией О.Г. Гриба. – Харьков, 2003. – 146 с.
- [2] Алгоритмы функционирования и опыт эксплуатации микропроцессорных устройств определения мест повреждения линий электропередачи. / А.К. Белотелов, А.-С.С. Саухатас, А.И. Иванов, Д.Р. Любарский. - Электрические станции, 1997, №12, с. 7-12.
- [3] Совершенствование приборов одностороннего определения места повреждения на ВЛ. / А.Е. Аржаников, Е.А. Аржаников, М.Г. Марков, А.М. Чухин, - Электрические станции, 1998, №3, с. 43 - 46.
- [4] Седерович Г.А. Автоматизация расчетов по определению места повреждения линии электропередачи // Наукові праці Донецького Національного технічного університету. Серія "Електротехніка і енергетика". - Донецьк: ДонНТУ. - 2004. Випуск 79. - С. 175-178.
- [5] Ульянов С.А. Электромагнитные переходные процессы в электрических системах. - М., "Энергия", 1970, 520 с.

Поступила 10.02.2005

## ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СИСТЕМ С ПОПЕРЕЧНЫМ ДВИЖЕНИЕМ ЯКОРЯ И ФЕРРОМАГНИТНЫМИ ШУНТАМИ В РАБОЧИХ ЗАЗОРАХ

Чепелюк А.А.

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

*Проведена оптимізація параметрів електромагнітної системи з поперечним рухом якоря і ферромагнітними шунтами у робочих проміжках, ціллю якої є зменшення витрат обмоткового дроту та покращення інших параметрів запропонованої електромагнітної системи.*

*Проведена оптимизация параметров электромагнитной системы с поперечным движением якоря и ферромагнитными шунтами в рабочих зазорах, целью которой является уменьшение расхода обмоточного провода и улучшение других параметров предложенной электромагнитной системы.*

Использование в воздушных контакторах переменного тока с поворотной контактной системой приводных электромагнитов постоянного тока с поперечным движением якоря, взамен традиционных, позволяет улучшить их технико-экономические показатели за счет более рациональной компоновки конструкции [1].

Как указывается в [1-3], для увеличения тяговых усилий в таких электромагнитах при начальных углах поворота якоря, целесообразной является установка в рабочих зазорах ферромагнитных шунтов. Проведенные нами в [2,3] исследования свидетельствуют о существенном влиянии ферромагнитных шунтов в рабочих зазорах исследуемого электромагнита на параметры статической тяговой характеристики (форма характеристики и значение электромагнитного момента). На основании этого были сделаны выводы о целесообразности исследований влияния размеров ферромагнитных шунтов на тяговые характеристики электромагнита с целью оптимизации его параметров.

Эскиз электромагнита с ферромагнитными шунтами в рабочих зазорах приведен на рис.1. Подвижная часть электромагнита - якорь 4 закреплен жестко на валу 5, на котором вращаются и подвижные контакты. Ось вращения якоря при этом совпадает с осью вращения вала (точка О), однако, рабочая плоскость якоря смещена относительно оси вращения вала (установлена прокладка б). В результате такой компоновки электромагнита ось сердечника 2 с катушкой 3 располагается параллельно плоскости установки контактора, что приводит к уменьшению его габаритного размера по глубине.

В исследуемом нами электромагните с ферромагнитными шунтами величины рабочих зазоров в начальном положении якоря составляют  $\delta_1=6,5\text{мм}$ ,  $\delta_2=21,5\text{мм}$ , что соответствует углу поворота якоря  $\alpha=9,8^\circ$ , а его основные размеры (в мм) при этом составляют:  $a_{ск}=11,5$ ;  $c_{ск}=68$ ;  $v_{ск}=68$ ;  $d_c=32$ ;  $l_c=75$ ;  $a_я=8$ ;  $l_я=141$ ;  $v_я=68$ ;  $l_0=30$ . Буквой  $v$  обозначены размеры вглубь чертежа электромагнита. Рабочая плоскость якоря смещена относительно оси вращения вала на  $c_0=17,5\text{мм}$ . Размеры ферромагнитных шунтов 7 и 8 (в

мм):  $c_{ш1}=40$ ;  $\Delta_{ш1}=3$ ;  $a_{ш1}=17$ ;  $v_{ш1}=68$ ;  $c_{ш2}=30$ ;  $\Delta_{ш2}=8$ ;  $h_{ш}=10$ ;  $v_{ш2}=68$ . Материал деталей магнитопровода – сталь 10895. Число витков катушки  $w=15500$ , диаметр меди обмоточного провода  $d_m=0,224\text{мм}$ . Марка обмоточного провода – ПЭТ-155. Номинальное напряжение питания катушки –  $U_n=220\text{В}$ .

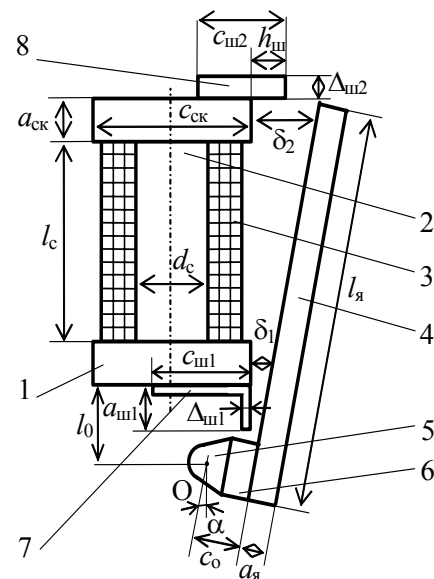


Рис.1. Эскиз электромагнита с поперечным движением якоря с ферромагнитными шунтами в рабочих зазорах для контактора переменного тока

Основной задачей оптимизационных расчетов проектируемых электромагнитных механизмов является снижение их стоимости при не ухудшении (или улучшении) параметров, определяющих их работу. Параметром, в наибольшей степени влияющим на стоимость исследуемого электромагнита, является масса медного обмоточного провода. При решении поставленной оптимизационной задачи, направленной на снижение расхода обмоточного провода необходимо обеспечить удовлетворительный температурный режим катушки электромагнита и требуемый запас по тяговому усилию на всем протяжении движения якоря. Т.е. в основе решения поставленной оптимизационной зада-

чи лежит задача расчета статических тяговых характеристик исследуемой ЭМС, представляющая собой целый комплекс задач по расчету магнитных полей, а также задача теплового расчета катушки электромагнита.

Для снижения расхода обмоточного провода в исследуемом электромагните целесообразным является первоначально на основании оптимизации размеров ферромагнитных шунтов в рабочих зазорах минимизировать МДС электромагнитной системы, после чего провести тепловые расчеты катушки электромагнита, целью которых является определение обмоточных данных (диаметра обмоточного провода, числа витков) при минимально возможных размерах окна намотки с которыми обеспечивается удовлетворительный температурный режим катушки и требуемое значение МДС системы. Следует отметить, что минимизация МДС системы приводит также и к снижению потребляемой электромагнитом мощности, что снижает эксплуатационные расходы при эксплуатации контакторов.

В виду того, что МДС намагничивающей обмотки электромагнита постоянного тока определяется исходя из необходимого тягового усилия при начальном положении якоря, а при притянутом якоре она многократно превышает требуемое значение, минимизацию МДС целесообразнее проводить в начальном положении якоря.

Для расчета ЭМС с поперечным движением якоря, целью которого является получение зависимости электромагнитного момента ( $M$ ), создаваемого потоками в рабочих зазорах и потоками утечки между якорем и сердечником от угла поворота якоря -  $\alpha$  (статической тяговой характеристики), ранее нами предлагалось использование метода конечных элементов [3], в основе которого лежит принцип минимума энергии магнитного поля. Определяемое в ходе решения задачи методом конечных элементов распределение магнитной индукции, позволяет выявлять в ферромагнитных деталях магнитопровода насыщенные участки, корректировка размеров которых приводит к более эффективному использованию активных материалов. В [3] на основании сопоставления расчетных и экспериментальных значений тяговых усилий оценена адекватность двумерной математической модели ЭМС, используемой при расчетах методом конечных элементов.

Как было установлено предварительными расчетами и экспериментальными исследованиями [2,3], в наибольшей степени на параметры тяговой характеристики электромагнитного механизма при начальных положениях якоря влияют следующие параметры ферромагнитных шунтов:

- длина шунта в меньшем рабочем зазоре -  $a_{ш1}$ ;
- высота шунта в большем рабочем зазоре -  $h_{ш}$ ;
- толщина шунта в большем рабочем зазоре -  $\Delta_{ш2}$ .

При оценке влияния этих параметров необходимо учитывать, что тяговой момент на всем протяжении движения якоря должен быть больше противодействующего умноженного на коэффициент запаса.

На рис.2 приведена расчетная зависимость статического тягового момента в начальном положении

якоря от длины ферромагнитного шунта в меньшем рабочем зазоре при фиксированных размерах шунта в большем рабочем зазоре. Анализ данной кривой свидетельствует о том, что увеличение длины ферромагнитного шунта в меньшем рабочем зазоре от 0 до конструктивно обоснованных размеров (20 мм) приводит к увеличению начального тягового момента до 40%, что подтверждает целесообразность его применения в рассматриваемой конструкции электромагнита. Длину этого шунта можно выбрать наибольшей с учетом конструктивных ограничений.

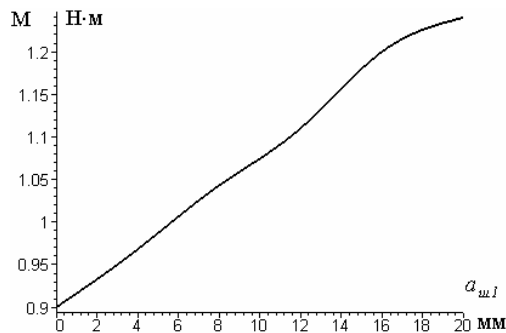


Рис. 2. Зависимость тягового момента в начальном положении якоря от длины ферромагнитного шунта в меньшем рабочем зазоре

На рис.3 представлена расчетная зависимость статического тягового момента в начальном положении якоря от толщины ферромагнитного шунта в большем рабочем зазоре при фиксированных параметрах шунта в меньшем рабочем зазоре. В расчетах минимальная толщина ферромагнитного шунта принималась равной 2 мм, поскольку меньшие ее значения приводят, при действующих в данной конструкции тяговых усилиях, к уменьшению прочностных характеристик шунта.

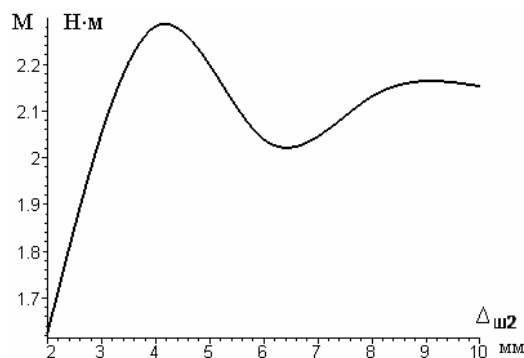


Рис. 3. Зависимость тягового момента в начальном положении якоря от толщины ферромагнитного шунта в большем рабочем зазоре

Анализ полученной зависимости свидетельствует о наличии оптимального значения толщины ферромагнитного шунта в большем рабочем зазоре при увеличенной его высоте (рис.4), при которых достигается максимальное значение начального тягового момента в электромагните. В данном случае оптимальной является толщина ферромагнитного шунта в большем рабочем зазоре 4мм. Статический тяговой момент при этом составляет 2,28 Н·м.



Данные расчетов зависимости начального тягового момента от высоты ферромагнитного шунта в большем рабочем зазоре приведены в табл. 1.

Таблица 1  
Зависимость начального тягового момента от высоты ферромагнитного шунта в большем рабочем зазоре

$h_{ш}$ , мм	29	31	33	35
$M$ , Н·м	1,845	2,025	1,849	1,466

По данным табл. 1 с использованием метода наименьших квадратов может быть получена аналитическая зависимость начального тягового момента от высоты ферромагнитного шунта в большем рабочем зазоре:

$$M(h_0) = 4,166 \cdot 10^{-5} \cdot h_0^3 - 4,225 \cdot 10^{-2} \cdot h_0^2 + 2,512 \cdot h_0 - 36,5$$

На рис.4 по указанному выражению построена зависимость статического тягового момента от высоты ферромагнитного шунта, а также показаны исходные значения из табл. 1. Анализ функции на экстремум показывает, что при высоте ферромагнитного шунта 31,2 мм начальный электромагнитный момент имеет максимальное значение равное 2,026 Н·м, что в 1,56 раза больше, чем первоначальное значение (табл. 4 [3]).

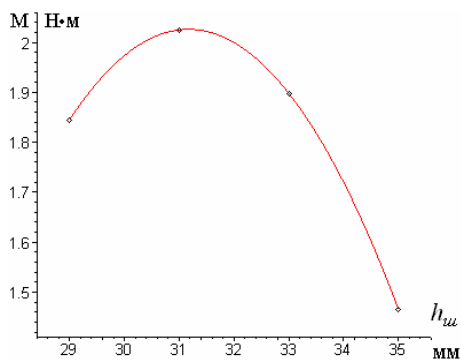


Рис. 4. Зависимость начального тягового момента от высоты ферромагнитного шунта в большем рабочем зазоре

Таким образом, на основании анализа расчетных зависимостей на рис.2 - 4 были установлены оптимальные размеры ферромагнитных шунтов в рабочих зазорах, при которых достигается максимум статического тягового момента при заданной МДС системы.

На рис.5 сопоставлены статические тяговые характеристики базового электромагнита, исследуемого в [2,3] (кривая 1) и электромагнита с оптимальными размерами ферромагнитных шунтов в рабочих зазорах (кривая 2) с противодействующей характеристикой макетного образца контактора. Из анализа результатов на рис.5 следует, что по сравнению с исходной конструкцией ЭМС при одном и том же значении ампервитков системы в конструкции ЭМС с оптимальными размерами ферромагнитных шунтов в рабочих зазорах начальный тяговый момент увеличивается в 1,87 раза. Такой результат позволяет существенно уменьшить МДС системы.

При окончательном определении МДС электромагнитной системы необходимо исходить из требования технических условий (ГОСТа 11206-93) на контакторы электромагнитные о том, что при напряжении сети равном 0,6 от номинального напряжения

электромагнит контактора срабатывать не должен, т.е., при таком напряжении сети начальный электромагнитный тяговый момент должен быть равен или меньше начального противодействующего момента.

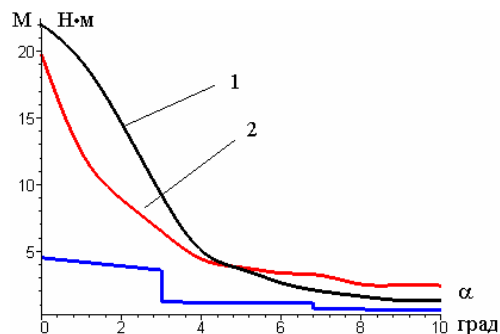


Рис.5. Сопоставление статических тяговых характеристик ЭМС с ферромагнитными шунтами в рабочих зазорах с противодействующей характеристикой контактора

Определение МДС несрабатывания электромагнита может осуществляться как графоаналитическим, так и численными методами. На рис.6 показан график зависимости начального тягового момента от ампервитков ЭМС и начальный противодействующий момент контактора.

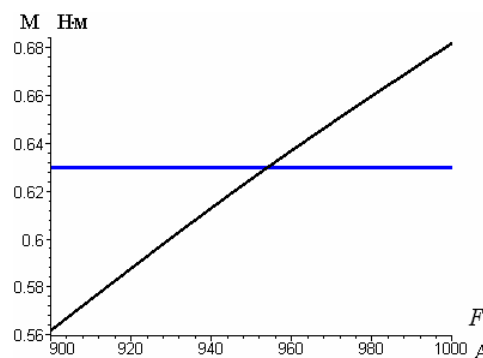


Рис.6. Зависимость начального тягового момента от ампервитков ЭМС и начальный противодействующий момент контактора

Искомое значение МДС несрабатывания электромагнита определяется точкой пересечения характеристик на рис.6 и составляет 955А.

Исходя из этого могут быть определены ампервитки ЭМС при напряжении сети 0,85 от номинального и они составят 1353А, которые и будут в данном случае являться оптимальными (минимальными). При этом значении МДС согласно ГОСТу 11206-93 должно быть четкое срабатывание электромагнита контактора, т.е. статическая тяговая характеристика электромагнита должна проходить на всем ходе якоря выше суммарной противодействующей характеристики контактора. Для проверки этого условия был проведен расчет статической тяговой характеристики электромагнита с оптимальными размерами ферромагнитных шунтов и минимальной МДС, результаты которого приведены в табл.2.

На рис.7 сопоставлены статическая тяговая характеристика оптимального варианта конструкции ЭМС с ферромагнитными шунтами, построенная по данным из табл. 2, и суммарная противодействующая

характеристика макетного образца контактора.

Как следует из рис.7, тяговая характеристика электромагнита проходит выше противодействующей характеристики контактора и характеризуется значительным начальным моментом, что обеспечивает работоспособность оптимального варианта конструкции предложенной ЭМС с ферромагнитными шунтами.

Форма тяговой характеристики хорошо согласуется с формой противодействующей характеристики, что также является положительным фактором. Т.о., за счет оптимизации размеров ферромагнитных шунтов в ЭМС удалось снизить МДС обмотки на 40% по сравнению с базовым вариантом конструкции ЭМС с ферромагнитными шунтами.

Таблица 2

Зависимость тягового электромагнитного момента ЭМС с оптимальными размерами ферромагнитных шунтов и минимальной МДС катушки

$\alpha$ , град	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$M$ , Н·м	16,48	9,42	6,28	4,66	2,74	2,41	2,08	1,92	1,41	1,22	1,32

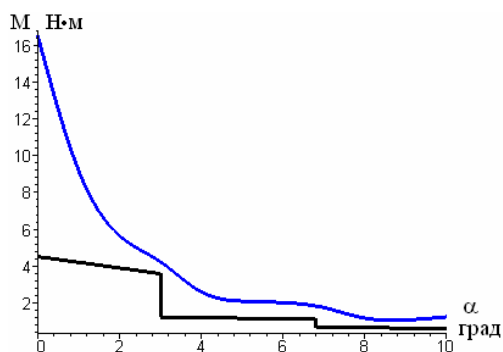


Рис.7. Сопоставление статической тяговой характеристики электромагнита с оптимальными размерами ферромагнитных шунтов и минимальной МДС с противодействующей характеристикой контактора

Оптимизация (минимизация) расхода обмоточного провода в электромагните, как указывалось ранее, может быть проведена на основании тепловых расчетов. В виду того, что длина сердечника, а, следовательно, и высота катушки заложены в исследуемом электромагните конструктивно, целесообразным в данном случае является проведение тепловых расчетов для различных значений диаметров обмоточного провода с целью нахождения минимальной ширины окна намотки катушки. При указанных выше параметрах, расчетное значение МДС должно равняться оптимизированному ранее значению при удовлетворительном температурном режиме катушки.

У базового электромагнита для создания требуемой МДС при конструктивно заложенной максимальной ширине намотки катушки, равной 17мм, среднеобъемная температура нагрева составила 137,3<sup>0</sup>С при условии намотки катушки на сердечник, что требует использования обмоточного провода марки ПЭТ-155 с максимально допустимой температурой нагрева 155<sup>0</sup>С. Недостатком такой катушки является намотка на сердечник (при перегорании катушка подлежит замене вместе с сердечником), а также необходимость использования дорогостоящего обмоточного провода с высоким температурным индексом. В связи с указанными выше недостатками базовой катушки, в ЭМС с оптимизированными параметрами ферромагнитных шунтов и МДС, оптимизируя обмоточные данные, целесообразным является предусмотреть наличие каркаса для намотки катушки и снижение ее температуры, что позволит использовать для изготовления катушки менее дорогой обмоточный провод с меньшим температурным индексом.

При решении указанной оптимизационной задачи тепловые расчеты проводились по обобщенной формуле Ньютона, с использованием обобщенного коэффициента теплоотдачи и поправочных коэффициентов, учитывающих условия теплоотдачи с внутренней поверхности катушки [4].

В результате проведенных тепловых расчетов оптимальные обмоточные данные катушки, намотанной на полиамидный каркас с высотой окна намотки 72мм и внутреннем диаметре намотки 35мм, при ширине ее намотки 13мм составили: диаметр меди обмоточного провода  $d_m=0,18$ мм; число витков обмотки  $w=17880$ . Среднеобъемная температура нагрева такой обмотки составляет 103,4<sup>0</sup>С, что позволяет использовать обмоточный провод марки ПЭТВ с температурным индексом 130<sup>0</sup>С. Масса обмоточного провода катушки - 0,61кг, что на 0,22 кг меньше чем в катушке базового электромагнита. Потребляемая электромагнитом с оптимальными обмоточными данными номинальная мощность составляет 19,8 Вт, что на 12,54 Вт меньше по сравнению с базовым электромагнитом контактора.

Т.о., в результате решения ряда последовательных оптимизационных задач удалось улучшить целый ряд технико-экономических показателей ЭМС с поперечным движением якоря, а именно за счет оптимального выбора размеров ферромагнитных шунтов в ЭМС удалось существенно уменьшить МДС системы, следствием чего является уменьшение расхода обмоточного провода (на 36%) и снижение температуры нагрева катушки электромагнита, а также существенное уменьшение потребляемой электромагнитом мощности (на 61%).

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Клименко Б.В., Чепелюк А.А., Форкун Я.Б. Нетрадиционные приводы электромагнитных контакторов постоянного и переменного тока. Материалы междунардн. научн.-техн. конф. UEES'97 (Unconventional electromechanical and electrical systems). В трех частях. Ч. 2.-, 1997.-с.315-320.
- [2] Чепелюк А.А. Экспериментальное исследование влияния формы рабочего зазора на тяговые усилия в электромагните с поперечным движением якоря // Электротехніка і електромеханіка. –2002, №1, с.77-80.
- [3] Байда Е.И., Чепелюк А.А. Расчет электромагнитных систем с поперечным движением якоря и ферромагнитными шунтами в рабочих зазорах // Электротехніка і електромеханіка. –2003, №3, с.7-11.

- [4] Клименко Б.В. Форсированные электромагнитные системы электрических аппаратов. Дисс. докт. техн. наук. – Харьков, 1997.

*Поступила 20.03.2005*

## ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОСТРАНСТВА ИНФОРМАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ ПРИ ЭКСПЛУАТАЦИОННОМ КОНТРОЛЕ ПРОЦЕССОВ СТАРЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ МАСЕЛ

Щапов П.Ф., к.т.н., доц.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Информационно-измерительная техника"  
тел. (057) 707-60-15

*Рассмотрен метод дисперсионного анализа регрессионных моделей параметрического изменения качества трансформаторных масел для определения оптимального числа контролируемых физико-химических показателей, обеспечивающих максимальное количество информации при многопараметровом профилактическом контроле процессов эксплуатационного старения масел.*

*Розглянуто метод дисперсійного аналізу регресійних моделей параметричних змін якості трансформаторної олії з метою визначення оптимальної кількості контролюємих фізико-хімічних показників, забезпечуючих максимальний рівень інформації при многопараметровому профілактичному контролі процесів експлуатаційного старіння олії.*

### ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ

Необратимые изменения качества трансформаторных масел вследствие процессов теплового и ионизационного старения при длительной эксплуатации маслонаполненного высоковольтного энергетического оборудования могут вызвать появление постепенных (параметрических) отказов. В предельных случаях такие отказы могут перерасти во внезапные, вызывающие частичное или полное нарушение работоспособности энергетического оборудования. Информацию о состоянии трансформаторного масла получают в ходе периодических измерений физико-химических характеристик масла. По результатам контроля принимают решения о появлении параметрических отказов. Точность такого контроля должна быть достаточно высокой и зависит как от математической модели алгоритма контроля, так и от информативности используемых физико-химических показателей. Важность решения проблемы повышения точности эксплуатационного контроля приобретает значимость на фоне общего старения парка маслонаполненного энергетического оборудования и увеличения как интенсивности отказов, так и числа технологических нарушений, особенно в последние годы [2].

### АНАЛИЗ ЛИТЕРАТУРЫ

Проблема выбора наиболее информативных показателей контроля состояния трансформаторного масла всегда стояла перед разработчиками систем технической диагностики и прогнозирования функционального состояния [3]. В рамках параметрического подхода такая проблема обычно решалась в ходе оптимизации уравнения множественной регрессии комплексного показателя контроля на ранжированные по информативности единичные физико-химические показатели, причем оптимизация велась по максимуму скорректированного коэффициента детерминации [4]. Однако такая оптимизация достаточно сложна и, главное, требует группирования массивов данных по каждому показателю контроля, что ведет к неизбежной потере части исходной информации. В некоторых случаях, задача оптимизации информационных пока-

зателей контроля просто не стоит, поскольку контроль ведется по всему комплексу (стандартному набору) показателей, а решение о предельном состоянии масла принимают исходя из превышения скорости изменения значений любого из показателей по отношению к нормативному значению [5]. Однако такой контроль характеризуется низкой (60÷65%) достоверностью. Вопрос совершенствования существующих нормативов на структуру и способы профилактических испытаний энергетического оборудования стоит достаточно остро, поскольку физические модели старения изоляции (в том числе и трансформаторного масла) известны хорошо, а разработка адекватных вероятностных моделей далека от завершения [6].

### ЦЕЛЬ СТАТЬИ

Главным образом, это обоснование статистического метода оптимального синтеза наиболее информативного подмножества единичных показателей качества трансформаторных масел на основе ковариационного анализа влияния времени эксплуатации на значения нормативных показателей, измеряемых в ходе стандартных профилактических испытаний маслонаполненного оборудования.

### ИНФОРМАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ МНОГОПАРАМЕТРОВОГО КОНТРОЛЯ

Известно [7], что ожидаемое количество информации при измерении физической величины  $X$  является возрастающей функцией отношения средних квадратических отклонений измеряемой величины ( $\sigma_x$ ) и погрешности измерения ( $\sigma_{\Delta x}$ ):

$$I = \log \sqrt{1 + \left( \frac{\sigma_x}{\sigma_{\Delta x}} \right)^2}. \quad (1)$$

Пусть  $X$  – комплексный показатель контроля, зависящий от значений единичных показателей  $X_1, \dots, X_k$ . Пусть в ходе профилактических испытаний по каждому единичному показателю проведено

$n_j$  измерений,  $j = \overline{1, k}$ , а результат каждого измерения представлен линейной регрессионной моделью

$$X_{ji} = \alpha_j + \beta_j \cdot t_{ji} + \Delta x_{ji}, \quad (2)$$

где  $i$  – номер измерения ( $i = \overline{1, n_j}$ ) для  $j$ -того показателя;  $t_{ji}$  – время  $i$ -того измерения значений  $j$ -того показателя;  $\alpha_j, \beta_j$  – частные коэффициенты регрессии для значений  $j$ -той группы результатов измерения;  $\Delta x_{ji}$  – случайный неконтролируемый остаток для которого  $M[\Delta x_{ji}] = 0$  и  $M[\Delta x_{ji}^2] = \sigma_{\Delta x}^2$ .

Кроме этого, остатки  $\Delta x_{ji}$  взаимно независимы. Поскольку  $t_{ji}$  – значения контролируемой переменной  $t_i$ , то, в соответствии с моделью (2),  $j$ -тый показатель контроля можно представить, как сумму регулярной  $\xi_j(t)$  и случайной  $z_j$  составляющих

$$X_j = \xi_j(t) + z_j, \quad (3)$$

где:  $\xi_j(t) = \alpha_j + \beta_j \cdot t$ ,  $(4)$

$$M[z_j^2] = \sigma_{\Delta x_j}^2.$$

Если комплексный показатель  $X$  является линейной функцией единичных показателей  $X_j$ , связанных, например, уравнением линейной множественной регрессии, то, по аналогии с (3) имеем

$$X = \xi(t) + z, \quad (5)$$

где  $\xi(t)$  и  $z$  – линейные функции от  $k$  регулярных  $\xi_j(t)$  и случайных  $z_j$  составляющих модели (3),  $j = \overline{1, k}$ .

Тогда в уравнении (1) величина  $\sigma_x$  будет тем больше, чем больше изменение регулярной составляющей  $\xi(t)$  на общем интервале наблюдения всех  $k$  единичных показателей, а величина  $\sigma_{\Delta x}$  – тем меньше, чем меньше дисперсия случайной составляющей  $z$ , являющейся по сути средневзвешенной дисперсией остатков  $z_j$ . Количество показателей  $k$ , обеспечивающее максимум информации  $I$  будет считаться, в этом случае, оптимальным. Естественно, что должна быть обеспечена возможность отбора подмножества  $k$  показателей из некоторого множества  $p$  стандартных показателей контроля, причем должно быть выполнено условие,  $p > k$ . Такой вывод справедлив, если все  $p$  показателей однородны физически и имеют одинаковую размерность, что позволяет сравнивать угловые коэффициенты  $\beta_j$  их регулярных составляющих, а такие дисперсии  $\sigma_{\Delta x}^2$  случайных составляющих. Условие одинаковой размерности можно обеспечить, стандартизовав модели (2) для всех  $j = \overline{1, k}$ , т.е. разделив каждый показатель  $X_j$  на его среднеквадратичное отклонение  $\sigma_{X_j} = \sqrt{M[(X_j - \bar{X}_j)^2]}$ , где  $\bar{X}_j$  – среднее значение

$j$ -того показателя контроля в интервале  $(0, t_{nj})$  времени его наблюдения. Условие физической однородности обеспечивается одинаковостью знаков угловых коэффициентов  $\beta_j$  (используют модули этих коэффициентов).

#### КОВАРИАЦИОННЫЙ АНАЛИЗ МНОГОПАРАМЕТРОВЫХ НАБЛЮДЕНИЙ

Проведем стандартизацию регрессионной модели (2), разделив ее правую и левую часть на  $\sigma_{x_j}$  и обозначим через  $A_j, B_j$  оценки стандартизованных коэффициентов  $\alpha_j / \sigma_{x_j}$  и  $|\beta_j| / \sigma_{x_j}$ . Уравнение эмпирической регрессии для  $j$ -того показателя контроля имеет вид

$$M[x_j / t] = A_j + B_j \cdot t, \quad (j = 1, 2, \dots, k). \quad (6)$$

Уравнение (6) может быть использовано для односторонней классификации двумерных (по  $x$  и по  $t$ ) наблюдений, где каждая из  $k$  групп формируется по результатам измерительного контроля соответствующего показателя  $X_j$ ,  $j = \overline{1, k}$ .

Используя методику дисперсионного анализа линейных регрессий [8] получим разложение полной суммы квадратов  $S$  отклонений значений стандартизованных результатов измерений

$$x_{ji} = X_{ji} / \sigma_{x_j} \quad (7)$$

от общего среднего

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{j=1}^k \sum_{i=1}^{n_j} x_{ji}, \quad (8)$$

где  $N = \sum_{j=1}^k n_j$ .

Такое разложение позволяет выделить сумму квадратов, обусловленных угловым коэффициентом  $B_0$  общей линейной регрессии, построенной по всему массиву данных (первый член разложения) и остаточную сумму (последний член разложения), обусловленную остатками  $\Delta x_{ji} / \sigma_{x_j}$  частных групповых регрессий

$$S = \sum_{j=1}^k \sum_{i=1}^{n_j} (x_{ji} - \bar{x})^2 = w_0 \cdot B_0^2 + \frac{w_c \cdot w_m}{w_0} \cdot (B_c - B_m)^2 + \sum_{j=1}^k n_j \cdot [\bar{x}_j - \bar{x} - B_m \cdot (\bar{t}_j - \bar{t})]^2 + \sum_{j=1}^k w_j \cdot (B_j - B_c)^2 + \sum_{j=1}^k \sum_{i=1}^{n_j} [x_{ji} - \bar{x}_j - B_j \cdot (t_{ji} - \bar{t}_j)]^2, \quad (9)$$

где:  $\bar{x}_j = \frac{1}{n_j} \cdot \sum_{i=1}^{n_j} x_{ji}$ ,  
 $\bar{t}_j = \frac{1}{n_j} \cdot \sum_{i=1}^{n_j} t_{ji}$ ,

$$\bar{t} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{j=1}^k \sum_{i=1}^{n_j} t_{ji},$$

$$w_c = \sum_{j=1}^k \sum_{i=1}^{n_j} (t_{ji} - \bar{t}_j)^2,$$

$$w_j = \sum_{i=1}^{n_j} (t_{ji} - \bar{t}_j)^2,$$

$$w_m = \sum_{j=1}^k n_j \cdot (\bar{t}_j - \bar{t})^2,$$

$$B_c = \frac{1}{w_c} \cdot \sum_{j=1}^k w_j \cdot B_j,$$

$$B_m = \frac{1}{w_m} \cdot \sum_{j=1}^k n_j \cdot (\bar{x}_j - \bar{x}) \cdot (\bar{t}_j - \bar{t})$$

Число степеней свободы для суммы  $S$  и для всех членов ее разложения представлено в табл. 1.

Таблица 1  
Число степеней свободы для сумм квадратов дисперсионного разложения

Сумма квадратов	Число степеней свободы
$S_1 = w_0 \cdot B_0^2$	$r_1 = 1$
$S_2 = \frac{w_c \cdot w_m}{w_0} \cdot (B_c - B_m)^2$	$r_2 = 1$
$S_3 = \sum_{j=1}^k n_j \cdot [\bar{x}_j - \bar{x} - B_m \cdot (\bar{t}_j - \bar{t})]^2$	$r_3 = k - 2$
$S_4 = \sum_{j=1}^k w_j \cdot (B_j - B_c)^2$	$r_4 = k - 1$
$S_5 = \sum_{j=1}^k \sum_{i=1}^{n_j} [x_{ji} - \bar{x}_j - B_j \cdot (t_{ji} - \bar{t}_j)]^2$	$r_5 = N - 2k$
$S = \sum_{j=1}^k \sum_{i=1}^{n_j} (x_{ji} - \bar{x})^2$	$r = N - 1$

Из табл. 1 видно, что

$$\sum_{v=1}^5 r_v = N - 1$$

и совпадает с числом степеней свободы полной суммы квадратов отклонений  $S$ , что подтверждает правильность разложения (9).

Учтем, что число степеней свободы для первого слагаемого равно 1, а для последнего  $(N - 2k)$ , и рассчитываем средние квадратические отклонения для  $\sigma_x$  и  $\sigma_{\Delta x}$  информационной модели (1) через средние квадраты, соответственно, первого и последнего членов разложения (9):

$$\sigma_x^2 = \frac{S_1}{r_1} = S_1,$$

$$\sigma_{\Delta x}^2 = \frac{S_5}{(N - 2k)}.$$

Полное уравнение информационной модели (1), с учетом выражения (9) имеет вид:

$$I = \log \sqrt{1 + \frac{w_0 \cdot B_0^2 \cdot (N - 2k)}{2 \cdot \sum_{j=1}^k \sum_{i=1}^{n_j} [x_{ji} - \bar{x}_j - B_j \cdot (t_{ji} - \bar{t}_j)]}}. \quad (10)$$

Значение  $k$ , обеспечивающее максимум количества информации будет считаться оптимальным.

С точки зрения вероятностных моделей дисперсионного анализа [8], отношение  $\varepsilon$  (второе слагаемое под знаком квадратного корня) является случайной величиной, имеющей  $F$  – распределение с одной и  $(N - 2k)$  степенями свободы и может быть использовано для проверки линейной гипотезы

$$H_0 : (\alpha_1 = \alpha_2 = \dots = \alpha_k; \beta_1 = \beta_2 = \dots = \beta_k > 0)$$

Для принятия этой гипотезы необходимо сравнить  $\varepsilon$  с верхним  $\alpha$  - пределом  $F$  – распределения с одной и  $(N - 2k)$  степенями свободы  $(F_{1, N-2k, (1-\alpha)})$ , где  $\alpha$  - выбранный заранее уровень значимости [8].

Гипотеза  $H_0$  принимается, если

$$\varepsilon > F_{1, N-2k, (1-\alpha)}.$$

В этом случае, влияние времени эксплуатации на процессы старения трансформаторного масла можно считать значимым.

#### ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ МЕТОДА

Уравнение (10) дает возможность использования, в качестве целевой функции при оптимизации пространства информационных признаков, отношение

$$\varepsilon = \frac{w_0 \cdot B_0^2 \cdot (N - 2k)}{2 \cdot \sum_{j=1}^k \sum_{i=1}^{n_j} [x_{ji} - \bar{x} - B_j \cdot (t_{ji} - \bar{t}_j)]}. \quad (11)$$

Чувствительность целевой функции (11) была проверена в задаче оптимального синтеза уравнения линейной множественной регрессии прогнозируемого времени эксплуатации на контролируемые физико-химические показатели (уравнение(3) литературы [4]). В качестве последних использованы:

$X_1$  - кислотнo-щелочное число (объем выборки  $n_1=215$ );

$X_2$  - температура вспышки ( $n_2=86$ );

$X_3$  -  $tg\delta$  при  $70^\circ\text{C}$ , ( $n_3=14$ );

$X_4$  - угарный газ,  $\text{CO}$  ( $n_4=19$ );

$X_5$  - пробивное напряжение ( $n_5=29$ );

$X_6$  - содержание водорастворимых кислот ( $n_6=52$ );

$X_7$  - углекислый газ,  $\text{CO}_2$  ( $n_7=300$ ).

Объект контроля – трансформаторное масло, взятое из баков высоковольтных маслонаполненных

трансформаторов напряжением 110 КВ, в ходе многолетних (до 39 лет) профилактических испытаний. Сравнение целевой функции, уравнение (11), проводилось с общепринятой, при оптимизации регрессионных уравнений, мерой согласия (скорректированным коэффициентом детерминации,- уравнение (4) литературы [4]).

В таблице 2 представлены результаты сравнения, указывающие на полное совпадение по выявленному оптимальному числу показателей контроля как для  $\varepsilon$ , так и для  $\bar{R}_p^2$ .

Таблица 2

Сравнительные результаты оптимизации по  $\varepsilon$  и по  $\bar{R}_p^2$

К	Набор используемых показателей контроля	$B_0$	$\varepsilon$	$\bar{R}_p^2$	Прим
1	$X_1$	-	-	0,828	
2	$X_1, X_2$	0,2832	4074,8	0,882	
3	$X_1, X_2, X_3$	0,2979	4822,4	0,938	
4	$X_1, X_2, X_3, X_4$	0,3172	5557,8	0,962	
5	$X_1, X_2, X_3, X_4, X_5$	0,3137	5787,5	0,965	$K_{\text{опт}}=5$
6	$X_1, X_2, X_3, X_4, X_5, X_6$	0,2714	4894,2	0,961	
7	$X_1, X_2, X_3, X_4, X_5, X_6, X_7$	0,1379	1410,7	0,955	

Для оценки чувствительности целевой функции к изменению  $k$  размерности пространства информационных показателей контроля сравним  $\bar{R}_p^2$  с нормированной (по отношению к  $\bar{R}_{p\text{max}}^2 = 0,965$ ) целевой функцией  $\varepsilon_n = \varepsilon \cdot 1,667 \cdot 10^{-4}$ . В этом случае максимумы  $\varepsilon_n$  и  $\bar{R}_p^2$  совпадают. Как видно из табл. 3 значения  $\varepsilon_n$  убывают быстрее, чем значения  $\bar{R}_p^2$  при  $k \neq k_{\text{опт}}$ , что указывает на большую чувствительность предложенного метода оптимизации, по сравнению с методом на основе меры  $\bar{R}_p^2$ .

Таблица 3

Сравнение нормированной целевой функции  $\varepsilon$  с  $\bar{R}_p^2$

при  $k = 1,7$

$k$	1	2	3	4	5	6	7
$\bar{R}_p^2$	0,828	0,882	0,938	0,962	0,965	0,961	0,955
$\varepsilon_n$	-	0,680	0,805	0,927	0,965	0,817	0,241

Сравнивая  $\varepsilon = 5787.5$  для ( $k = 5$ ) с верхним  $\alpha$ -пределом  $F_{1,353,0.95} = 3.84$  для ( $\alpha = 0.05$ ), видим, что  $\varepsilon \gg 3.84$ , что указывает на значимое старение трансформаторного масла в ходе эксплуатации маслонаполненного энергетического оборудования

## ОСНОВНЫЕ ВЫВОДЫ

1. Метод оптимизации, на основе целевой функции информационной модели (1) не уступает по точности определения оптимального числа информационных показателей методу регрессионной оптимизации, однако отличается большей чувствительностью, так как экстремум функции  $\varepsilon$  выражен ярче, чем экстремум меры согласия  $\bar{R}_p^2$ .

2. Предлагаемый метод оптимизации на основе вычисления функции прост, так как требует меньше вычислительных процедур, чем определение меры  $\bar{R}_p^2$ .

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Норми випробування електрообладнання. Галузевий керівний документ. ГКД 34.20.302, Київ, 2002. – 216 с.
- [2] Чичинский М.И. Состояние эксплуатации и диагностики высоковольтного маслонаполненного оборудования в РАО “ЕЭС России” Второй НТС “Современные методы и средства оценки технического состояния и продления сроков высоковольтного оборудования энергосистем”. Материалы семинара. Москва, 2001. - с. 1-9.
- [3] Львов Ю.Н., Львов М.Ю. Диагностика трансформаторного оборудования. – Энергетика, 2000, №11. - с. 26-31.
- [4] Бондаренко В.Е., Шутенко О.В. Оптимизация систем информационных показателей качества трансформаторного масла для технического эксплуатационного контроля маслонаполненного, энергетического оборудования. – Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. Науково-технічний журнал, 2003, №2. – с. 46-50.
- [5] Аракелян В.Г. Перспективы развития физико-химической диагностики маслонаполненного оборудования. – Електротехніка. 2000, №5. - с. 35-43.
- [6] Потребин А.А. Об Определении технического состояния оборудования электрических сетей энергосистем. – Электрические станции, 2001, №3. – с. 47-50.
- [7] Орнатский П.П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. Киев, “Вища школа” 1976. – 432 с.
- [8] Шефе Г. Дисперсионный анализ. – М.: Наука, 1980.–512с.

Поступила 20.01.2005

## КВАНТОВОМЕХАНИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПОГЛОЩЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН ПРОВОДНИКОМ И ЯВЛЕНИЕ ЕГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВЗРЫВА

Баранов М.М.  
Ростовский государственный университет  
Россия, 344090, Ростов-на-Дону, ул. Зорге, 5, РГУ, кафедра  
прикладной электродинамики и компьютерного моделирования

Баранов М.И., д.т.н.  
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: nipkimolnija@kpi.kharkov.ua

*На основі принципів квантової механіки запропонована наближена математична модель, яка описує просторово-часові розподіли максимальної температури у тонкому провіднику зі струмом провідності великої щільності, що нагрівається та електрично вибухає (ЕВП), та у плазмових продуктах після його електричного вибуху. Висунута та науково обґрунтована гіпотеза о виникненні у ЕВП зі струмом провідності і у ініційованому ним сильнострумному каналі іскрового розряду макроскопічних хвильових електронних пакетів, які формуються відповідно вільними електронами матеріалу ЕВП та електронами утворюючої плазми.*

*На основе принципов квантовой механики предложена приближенная математическая модель, описывающая пространственно-временные распределения максимальной температуры в тонком нагреваемом и электрически взрывающемся проводнике (ЭВП) с током проводимости большой плотности и в плазменных продуктах после его электрического взрыва. Выдвинута и научно обоснована гипотеза о возникновении в ЭВП с током проводимости и в иницируемом им сильноточным плазменном канале искрового разряда макроскопических волновых электронных пакетов, формируемых соответственно свободными электронами материала ЭВП и электронами образующейся плазмы.*

### ВВЕДЕНИЕ

Задачам высокоинтенсивного нагрева проводников большими импульсными токами (БИТ) и их последующего электрического взрыва (ЭВ) посвящен весьма обширный ряд как теоретических, так и экспериментальных работ [1-10]. Остановимся вначале вкратце на основных аспектах истории вопроса высокотемпературного нагрева тонких проводников токами большой плотности, вызывающими их ЭВ. Еще на начальном этапе изучения явления ЭВ проводников экспериментально было установлено, что при ЭВ в газовых средах круглых тонких проволочек плотностями переменного (импульсного) тока порядка  $10^{11}$  А/м<sup>2</sup> внутри и вдоль последних образуется слоистая структура, вызванная разделением электрически взрывающегося проводника (ЭВП) наружным радиусом  $r_{\text{пр}}$  по своей длине на отдельные сверхкороткие участки (страты) [1,2]. При этом длина таких слоев (страт), например, в сплошных медных проволочках диаметром 0,5 мм и длиной 50 мм, составляет на начальной стадии ЭВ проводника примерно величину  $0,1 \cdot r_{\text{пр}}$  [2]. Данное в [1,2] такому процессу стратообразования в ЭВП (разделению проводника на отдельные сверхкороткие участки) объяснение, связанное с наличием механических неоднородностей в структуре материала проводника, не выдержало со временем серьезной научно-технической критики. В более поздних экспериментальных исследованиях причиной подобного дробления проводников при ЭВ, помимо исходных структурных неоднородностей их материала, считали неоднородности сжатия [3], капиллярные силы [4] и магнитогидродинамические неустойчивости [5-7], проявляющиеся в ЭВП. В последнее время в результате опытного изучения теплового состояния электрически взрывающейся стальной охлаждаемой

водой проволоки диаметром 0,3 мм и длиной 118 мм при плотности постоянного тока в ней порядка  $10^8$  А/м<sup>2</sup> было показано, что исследуемая проволока по длине нагревается в виде периодической последовательности слоев "горячего" и относительно "холодного" металла [8]. Причем, в указанном случае "холодные" участки (слои) шириной, примерно равной 1,6 мм, в последующем при наступлении явления ЭВ проволоки являлись центрами вышеуказанных страт. Шаг повторяемости последовательности "горячий" – "холодный" слой здесь был равен примерно 3,8 мм. Авторы работ [8,26] без формулировки математической модели приведенного выше и наблюдаемого экспериментально при ЭВ электрофизического явления, связанного с волновым (периодическим) характером распределения вдоль проводника температурного поля, в рамках предложенной ими соответствующей описательной модели объясняют особенности его проявления возникновением в структуре материала указанной стальной проволоки макроскопического волнового электронного пакета (ВЭП), который энергетически локализуется в ее "горячих" слоях. В [9,10] было показано, что в основе механизма и момента наступления ЭВ тонких проводников, испытывающих воздействие БИТ микросекундного временного диапазона при плотностях тока порядка  $10^{11}$  А/м<sup>2</sup>, получаемых в разрядных цепях высоковольтных электрофизических установок (ВЭФУ) с емкостными накопителями энергии (ЕНЭ), лежит достигаемая в них критическая плотность нагревающего электропроводящий материал тока и соответственно вводимая в проводник критическая плотность электромагнитной (тепловой) энергии, а также скорость ввода последней в проводник.

Далее отметим, что феноменологическая термодинамика и теплотехника исследуют задачу нагрева



источниками теплоты различных физических тел в самом общем виде [11]. Классическая статистическая физика позволяет осуществлять более детальное рассмотрение указанной задачи без модельных представлений о механизмах поглощения и испускания твердым телом (веществом) электромагнитных волн (ЭМВ) [12]. При этом заметим, что согласно экспериментальным данным одной из причин переноса тепла в проводниках и теплового излучения ими является электромагнитное поле [13]. Полное решение задачи нагрева внешними ЭМВ или электромагнитным полем собственного тока проводимости твердого тела (проводника) возможно только на основе учета квантовых свойств нагреваемого тела (вещества) и процесса поглощения (испускания) им ЭМВ [13,14]. Важно указать и то, что согласно известным опытным данным реальное излучение ЭМВ нагреваемым токами проводимости проводником, обладающее конечной электромагнитной энергией, занимает весьма обширный диапазон круговых частот  $\omega$ , а спектр поглощения ЭМВ металлами благодаря прежде всего их внутриатомным зонам проводимости и валентным зонам является сплошным в достаточно широком частотном диапазоне [13]. В проводнике поглощению ЭМВ будут соответствовать переходы из более низких энергетических состояний атомов материала проводника в более высокие, а излучению им ЭМВ – переходы из более высоких энергетических состояний атомов материала проводника в более низкие. Если температура проводника повышается, то это значит, что число квантов света (размеренных порций электромагнитного поля), поглощаемых атомами материала проводника в единицу времени, превышает соответствующее число квантов света (энергии), испускаемых ими в окружающее пространство. В этом случае динамическое равновесие между актами поглощения и излучения в микромире материала проводника будет нарушаться и тепловое излучение проводника будет становиться неравновесным. Кроме того, из термодинамического закона Кирхгофа и правила Прево [11,13] следует, что всякое физическое тело при данной температуре  $T_{пр}$  поглощает ЭМВ той частоты, которые оно излучает при этой же температуре. При этом физическое тело, которое поглощает все падающее на него тепловое (электромагнитное) излучение называется абсолютно черным телом (АЧТ). В настоящее время достаточно хорошо изучены механизмы и законы излучения АЧТ [11,13].

Несмотря на все вышеприведенное, до сих пор отсутствует квантовомеханическая теория поглощения твердым телом (проводником) ЭМВ различной природы и соответственно его высокотемпературного нагрева переменным (импульсным) или постоянным током проводимости. Известные теории, подходы и модели в области техники и физики сильных импульсных магнитных и электрических полей и импульсных электрофизических технологий, базирующиеся на законах классической (статистической) физики, в настоящее время не могут дать объяснения, например, таким особенностям физики подводного искрового разряда, вызванного ЭВ металлической проволоочки, как: наличие радиальной и продольной

(осевой) пространственных неоднородностей температуры плазмы  $T_{п}$  канала искрового разряда; различные временные распределения температуры нагрева для поверхностных и внутренних плазменных областей канала искрового разряда [15]. Малоисследованными остаются процессы высокоинтенсивного нагрева и стратообразования при ЭВ проводников (их деления на отдельные сверхкороткие части) токами большой плотности. Требуют своего углубления и расчетные методики по оценке и определению в разрядных цепях ВЭФУ с ЕНЭ предельно достигаемых яркостных (поверхностных) и внутриканальных (объемных) температур в инициированных ЭВП плазменных сильноточных каналах искровых разрядов.

Целью данной статьи является разработка приближенной квантовомеханической модели поглощения ЭМВ проводником и физическое объяснение на основе предложенного нами подхода ряда экспериментально выявленных особенностей, возникающих при высокотемпературном нагреве и последующем явлении ЭВ проводника, а также при формировании сильноточного плазменного канала искрового разряда, инициированного ЭВП.

#### ПРИНЯТЫЕ ДОПУЩЕНИЯ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЙ

Рассмотрим в цилиндрической системе координат размещенный в непроводящей окружающей воздушной или конденсированной среде круглый сплошной изотропный проводник радиусом  $r_{пр}$  и длиной  $l_{пр} \gg r_{пр}$  (рис. 1), по которому в направлении его продольной оси  $OZ$  протекает ток проводимости  $i_{пр}$  (А), обусловленный гальванически подключенным к проводнику источником электромагнитной энергии или воздействием на проводник внешнего изменяющегося во времени электромагнитного поля. Пусть в случае окружающей проводник воздушной среды атмосферные условия соответствуют общепринятым нормальным (давление воздуха составляет  $1,013 \cdot 10^5$  Па, а его температура равна комнатной  $\theta_0 = 20$  °С [2,16]). До протекания тока проводимости  $i_{пр}$  по проводнику, размещенному в конденсированной среде, температура последней равна также комнатной  $\theta_0 = 20$  °С. Считаем, что ток проводимости  $i_{пр}$ , определяемый дрейфом свободных электронов в материале проводника, равномерно распределен по его поперечному сечению  $S_{пр}$  (м<sup>2</sup>). Примем, что рассматриваемый проводник представляет собой адиабатически изолированную термодинамическую систему, в которой его тепловым излучением можно пренебречь, а процесс поглощения им ЭМВ аналогичен процессу поглощения твердым телом (веществом) теплового излучения.

Будем считать, что исследуемый проводник приближенно удовлетворяет модели АЧТ, а энергетическая структура атомов материала проводника имеет зонный характер, приводящий к поглощению им ЭМВ в широкой сплошной полосе круговых частот  $\omega$ . Влиянием температуры нагрева проводника на тепло-

и электрофизические характеристики его материала, за исключением удельного электрического сопротивления, пренебрегаем. Условимся, что при ЭВ исследуемого проводника в конденсированной среде потерями подводимой к ЭВП электромагнитной энергии (мощности) на излучение, перемещение стенки канала искрового разряда и увеличение внутренней энергии плазмы на начальной стадии процесса ЭВ проводника можно пренебречь.

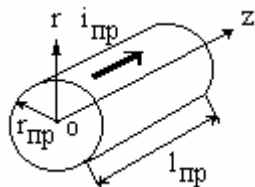


Рис. 1. Расчетная модель круглого изотропного цилиндрического проводника с током проводимости  $i_{пр}$

Требуется с учетом принятых допущений разработать приближенную квантовомеханическую модель поглощения ЭМВ проводником и на ее основе дать физическое объяснение ряду необъяснимых сейчас с позиций классической физики и механики экспериментально наблюдаемых особенностей высокотемпературного нагрева и ЭВ проводников под воздействием токов проводимости большой плотности, а также основных особенностей, возникающих в сильноточных плазменных каналах искровых разрядов, которые вызываются ЭВП.

#### ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ И РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ МОДЕЛИ

**Распределение тепловой энергии и температуры в проводнике.** В соответствии с законами квантовой механики и электродинамики поглощение (излучение) ЭМВ твердым телом (проводником) происходит не непрерывно, как этого требует классическая физика, а конечными порциями энергии (квантами света). Поэтому согласно известному принципу квантования в атомных системах при переходе атома из одного энергетического состояния в другое последний (атом) поглощает (испускает) в виде светового кванта энергию  $E_0$ , равную [14]:

$$E_0 = \hbar \cdot \omega, \quad (1)$$

где  $\hbar = h / 2\pi$ ;  $h = 6,626 \cdot 10^{-34}$  Дж·с – постоянная Планка;  $\omega$  – круговая частота поглощения (излучения) телом ЭМВ ( $c^{-1}$ ).

Причем, поглощение (излучение) атомом твердого тела ЭМВ с круговой частотой  $\omega$  приводит к переходу его соответствующих электронов с одних стационарных орбит (энергетических уровней) на другие. Поэтому при протекании тока проводимости  $i_{пр}$  по проводнику, сопровождающемся направленным перемещением (диффундированием) по нему свободных электронов, из-за различных механизмов взаимодействия последних, включая рассеивание этих электронов на тепловых колебаниях кристаллической решетки материала проводника, будут происходить [13,18]: во-первых, излучательные релаксационные переходы, сопровождающиеся процессом образова-

ния потока фотонов ("частиц света") – потока конечных порций (квантов) энергии; во-вторых, безизлучательные переходы, приводящие к выделению в материале проводника избыточной энергии в виде фоонов, то есть тепловой энергии кристаллической решетки (энергии колебаний атомов решетки материала проводника). Отметим, что согласно принятым допущениям в рассматриваемой нами модели поглощения ЭМВ влиянием излучательных переходов в атомах материала проводника на его температуру  $T_{пр}$  мы пренебрегаем, что определяет завышенный таким приближением характер искомой расчетной температуры  $T_{пр}$  материала ЭВП. Выделяющаяся указанным путем в материале проводника электромагнитная (тепловая) энергия будет вызывать изменение его теплового состояния. Поэтому в проводнике с током проводимости  $i_{пр}$  температура  $T_{пр}$  его материала будет являться определенной мерой тепловой (кинетической) энергии атомов в кристаллической решетке материала проводника.

Известно, что для объемной плотности тепловой энергии  $w_T$  (Дж/м<sup>3</sup>) в проводнике, поступающей в него в исследуемом случае посредством ЭМВ через поверхность последнего из диэлектрической среды, окружающей рассматриваемый проводник, с учетом закона Джоуля-Ленца справедливо следующее обобщенное выражение [16,17]:

$$w_T = \gamma_{пр}^{-1} \cdot \int_0^t \delta_{пр}^2(t) \cdot dt, \quad (2)$$

где  $\delta_{пр}(t)$  – плотность переменного (постоянного) тока проводимости в проводнике (А/м<sup>2</sup>);  $\gamma_{пр}$  – удельная электропроводность материала проводника (См/м);  $t$  – текущее значение времени (с).

Плотность тепловой энергии  $w_T$  в проводнике для нашего случая можно представить в виде следующего разложения по круговой частоте поглощения  $\omega$ , аналогичного интегралу Фурье:

$$w_T = \int_0^{\infty} u_{\omega} \cdot d\omega, \quad (3)$$

где  $u_{\omega}$  – спектральная плотность энергии теплового поглощения в проводнике (Дж·с/м<sup>3</sup>), характеризующая распределение объемной плотности тепловой энергии  $w_T$  в спектре по круговой частоте  $\omega$ .

На основании термодинамического закона Кирхгофа функцию  $u_{\omega}$  в выражении (3) принимаем приближенно равной спектральной плотности энергии равновесного излучения для АЧТ, имеющей согласно формулам Планка и Кирхгофа–Клаузиуса в принятых нами обозначениях следующий вид [13,14]:

$$u_{\omega} = \frac{(\sqrt{\epsilon \cdot \mu})^3 \cdot h \cdot \omega^3 \cdot [\exp(h \cdot \omega / 2\pi \cdot k_B \cdot T_{пр}) - 1]^{-1}}{2\pi^3 \cdot c^3}, \quad (4)$$

где  $k_B = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К – постоянная Больцмана;  $T_{пр} = \theta_{пр} + 273,16$  – абсолютная температура материала проводника (К);  $\theta_{пр}$  – текущая температура

материала проводника ( $^{\circ}\text{C}$ );  $c=3\cdot 10^8$  м/с – скорость света в вакууме;  $\varepsilon, \mu$  – соответственно относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости материала проводника или при  $r=r_{\text{пр}}$  непроводящей среды его окружающего.

Подставив (4) в (3) и проинтегрировав, для плотности тепловой энергии  $w_T$  в проводнике получаем:

$$w_T = (\sqrt{\varepsilon \cdot \mu})^3 \cdot a_{\text{п}} \cdot T_{\text{пр}}^4, \quad (5)$$

где  $a_{\text{п}} = 8 \cdot \pi^5 \cdot k_{\text{Б}}^4 / (15 \cdot c^3 \cdot h^3) = 7,56 \cdot 10^{-16}$  Дж·м<sup>-3</sup>·К<sup>-4</sup> – постоянная поглощения ЭМВ проводником.

Из (5) видно, что полученная формула по форме записи соответствует закону Стефана-Больцмана, характеризующему излучательную способность АЧТ, размещенного в вакууме [11,13]. Причем, для рассматриваемого проводника (АЧТ) его поглощательная способность прямо пропорциональна четвертой степени абсолютной температуры  $T_{\text{пр}}$  материала проводника. Кроме того, из (5) следует, что в результате поглощения проводником ЭМВ он нагревается. Чем больше выделившейся в проводнике тепловой энергии, тем выше и температура  $T_{\text{пр}}$  его материала, ограниченная "сверху" согласно формуле (5) следующим выражением:

$$T_{\text{пр}} = \sqrt[4]{w_T / (\varepsilon \cdot \mu)^{3/2} \cdot a_{\text{п}}}. \quad (6)$$

Их анализа формулы (4) следует, что спектральная плотность  $u_{\omega}$  энергии теплового поглощения в принятой модели проводника имеет максимум при некотором значении  $\omega = \omega_m$  и при некоторой максимальной температуре  $T_{\text{пр}} = \text{const}$ . Исследуя производную вида  $\partial u_{\omega} / \partial \omega |_{T_{\text{пр}} = \text{const}} = 0$ , можно показать, что:

$$\frac{\omega_m}{T_{\text{пр}}} = b_{\text{п}} / \sqrt{\varepsilon \cdot \mu}, \quad (7)$$

где  $b_{\text{п}} = 3,69 \cdot 10^{11}$  К<sup>-1</sup>·с<sup>-1</sup> – константа поглощения тепловой энергии проводником.

Соотношение (7) свидетельствует о том, что при повышении температуры материала проводника  $T_{\text{пр}}$  максимум для  $u_{\omega}$  смещается в сторону больших круговых частот  $\omega$  поглощаемых ЭМВ. Данную зависимость иллюстрируют приведенные на рис.2 расчетные кривые 1-3 распределения спектральной плотности тепловой энергии  $u_{\omega}$  для медного ( $\varepsilon = 1$ ;  $\mu = 1$ ) проводника (объемной плотности поглощаемой проводником теплоты, приходящейся на ту или иную круговую частоту  $\omega$  ЭМВ) при разных максимальных температурах  $T_{\text{пр}}$  проводника, построенные по формуле (4). Данные рис.2 качественно и количественно подтверждают соотношение (7) и показывают, что в частотном распределении спектральной плотности  $u_{\omega}$  энергии теплового поглощения проводника (АЧТ) имеются резко выраженные максимумы, подчиняющиеся известному закону смещения Вина [13], полученному ранее для случая равновесного теплового излучения АЧТ.

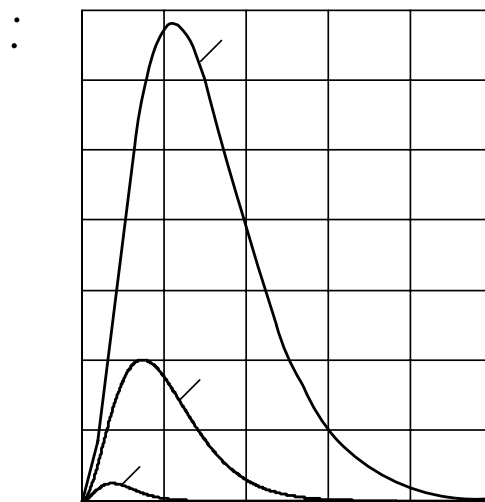


Рис. 2. Зависимость спектральной плотности  $u_{\omega}$  тепловой энергии, поглощаемой медным проводником, при различных значениях его абсолютной температуры  $T_{\text{пр}}$  (для кривой 1-  $T_{\text{пр}} = 1000\text{K}$ ; 2 –  $2000\text{K}$ ; 3 –  $3000\text{K}$ )

Следует отметить, что кривые 1-3 на рис.2 приближенно характеризуют при  $T_{\text{пр}} = \text{const}$  спектр поглощения для медного проводника, то есть показываю в какой пропорции рассматриваемое нами вещество проводника (медь) поглощает кванты света (порции ЭМВ) различной круговой частоты  $\omega$ . Чем выше значения  $\omega$  для поглощаемого кванта света, тем больше его энергия и тем квант становится более жестче. Поэтому по мере увеличения максимальной температуры  $T_{\text{пр}}$  проводника и смещения на рис.2 максимумов кривых 1-3 для  $u_{\omega}$  вправо поглощаемые указанным проводником ЭМВ (кванты энергии) становятся все жестче, а их электромагнитная энергия все больше, то есть с ростом температуры  $T_{\text{пр}}$  в поглощении медного проводника начинают преобладать кванты все более высоких энергий.

**Волновой электронный пакет проводника.** Как известно, состояние любой квантовой системы (элементарной частицы) описывается волновой функцией  $\Psi(r, t)$ , где  $r$  – радиус-вектор, которая характеризует распространение соответствующей волны вещества в пространстве и времени [13,14]. Учитывая корпускулярно-волновой дуализм свободного электрона в материале проводника, в соответствии с формулой волны де Бройля, являющейся волновой функцией  $\Psi(r, t)$  для электрона в нерелятивистском приближении и описывающей во времени  $t$  его движение в определенном направлении (например, вдоль координаты  $z$  проводника) и с определенным импульсом (количеством движения)  $\Delta p_z$ , для волновой функции  $\Psi(z, t)$  свободного и одиночного электрона в исследуемом проводнике приближенно имеем [13]:

$$\Psi(z, t) = A_0 \cdot [\cos(k \cdot z - \omega \cdot t) + i \cdot \sin(k \cdot z - \omega \cdot t)], \quad (8)$$

где  $A_0$  – амплитуда плоской монохроматической

ЭМВ с круговой частотой  $\omega$ ;  $i = \sqrt{-1}$  – мнимая единица;  $k = 2\omega/v_{eo}$  – волновое число ( $\text{м}^{-1}$ );  $v_{eo}$  – скорость движения свободного электрона в материале проводника, равная групповой скорости волн де Бройля ( $\text{м/с}$ ).

При движении свободного электрона материала проводника в силовом (электромагнитном) поле, как в нашем случае, волновая функция  $\Psi(z, t)$  из-за взаимодействия данной элементарной частицы (электрона) с полем или другими частицами рассматриваемого вещества (свободными электронами) будет иметь по сравнению с (8) более сложный вид. В последнем случае этот вид будет определяться решением соответствующего волнового уравнения Шредингера [13,14]. Заметим, что решение нерелятивистского волнового уравнения Шредингера для стационарных условий, описывающее поведение одного из свободных электронов с энергией  $E_e = \hbar \cdot \omega / 2\pi$  в материале рассматриваемого проводника с током проводимости  $i_{\text{пр}}$ , имеет следующий вид [13]:

$$\Psi(z, t) = \varphi(z) \cdot [\cos \omega \cdot t - i \cdot \sin \omega \cdot t], \quad (9)$$

где  $\varphi(z) = B_0 \cdot [\cos k \cdot z + i \cdot \sin k \cdot z]$  – функция, зависящая только от пространственной координаты  $z$  свободного электрона в проводнике и удовлетворяющая стационарному уравнению Шредингера [13];  $B_0$  – амплитудное значение функции  $\varphi(z)$ , являющееся дискретным набором, состоящим из ряда квантовомеханических параметров и коэффициентов [13].

В результате при движении свободного электрона материала проводника во внешнем относительно него электромагнитном (силовом) поле решение волнового уравнения Шредингера принимает форму дискретного набора волновых функций  $\Psi(z, t)$ , а величина  $|\Psi(z, t)|^2$  определяет плотность вероятности нахождения свободного электрона в элементе объема  $\Delta V$  ( $\text{м}^3$ ) исследуемого проводника, равного  $\Delta V = \Delta z \cdot S_{\text{пр}}$ , где  $\Delta z$  – среднее квадратическое отклонение переменной  $z$ .

Ограничившись для наглядности и простоты дальнейших оценок квантовомеханических зависимостей в изучаемом нами случае для волновой функции  $\Psi(z, t)$  только действительной частью упрощенного выражения (8), для напряженностей электрического  $E(z, t)$  и магнитного  $H(z, t)$  полей вблизи наружной поверхности принятого проводника, вызванных протекающими по нему свободными электронами, можно приближенно записать:

$$E(z, t) = A_1 \cdot \cos(k \cdot z - \omega \cdot t); \quad (10)$$

$$H(z, t) = A_2 \cdot \cos(k \cdot z - \omega \cdot t), \quad (11)$$

где  $A_1, A_2$  – соответственно амплитуды напряженностей электрического и магнитного полей проводника.

Принимая во внимание ограниченность длин нагреваемого током проводимости  $i_{\text{пр}}$  ЭВП и различия в волновых сопротивлениях проводников и тех токоведущих частей разрядных цепей ВЭФУ с ЕНЭ, к которым они подключаются, можно считать, что с учетом (10) и (11) на участке ЭВП из-за наложения прямых и отраженных ЭМВ возможно образование стоячей элек-

тромагнитной волны (СЭМВ) с такими компонентами:

$$E_c(z, t) = 2 \cdot A_1 \cdot \cos kz \cdot \cos \omega t; \quad (12)$$

$$H_c(z, t) = 2 \cdot A_2 \cdot \sin kz \cdot \sin \omega t. \quad (13)$$

Следует отметить, что аналитические выражения, аналогичные (12) и (13) и характерные для СЭМВ, вытекают и из соотношения (9) для любой компоненты (составляющей дискретного набора) волновой функции  $\Psi(z, t)$ , являющейся по существу суперпозицией подобных аналитических выражений. Из (12) и (13) видно, что в СЭМВ колебания электрического поля по фазе сдвинуты на  $\pi/2$  относительно колебаний магнитного поля. Поэтому в СЭМВ амплитуды (пучности) одной волны ( $E$  – волны) совпадают с нулевыми значениями (узлами) другой волны ( $H$  – волны). В связи с чем вектор Умова–Пойнтинга будет обращаться в узлах указанных волн в нуль и электромагнитная энергия не будет переходить ни через один из узлов СЭМВ, возникающей вдоль нагреваемого и в последующем разрушаемого ЭВП.

На основании вышеизложенного по аналогии с всемирно известной квантовомеханической моделью атома вещества (материала проводника), основанной на решении волнового уравнения Шредингера [13,14], можно предположить, что продольное распределение свободных электронов в материале рассматриваемого проводника с током проводимости  $i_{\text{пр}}$  описывается пространственными стоячими волнами – волновыми функциями  $\Psi(z, t)$ . Так как из-за указанных выше согласно (4) особенностей поглощения ЭМВ материалом проводника, обуславливающих появление в нем свободных электронов с различными энергиями и соответственно с различными значениями их круговых частот  $\omega$  и дрейфовыми скоростями  $v_{eo}$ , в последнем будут присутствовать монохроматические волны с отличающимися друг от друга круговыми частотами  $\omega$ , то в нагреваемом или ЭВП будет возникать суперпозиция этих волн – пакет пространственных СЭМВ, представляющий собой таким образом ВЭП проводника. При этом интенсивность пакета СЭМВ в различных точках вдоль проводника будет определять вероятность того, что свободный электрон может находиться именно в данной точке. Наглядно это может быть представлено в виде предлагаемой нами феноменологической модели неравномерно распределенного и периодически изменяющегося по координате  $z$  (по длине проводника) "электронного газа" (совокупности свободных электронов металла), пространственная плотность которого в каждой точке вдоль проводника соответствует интенсивности пакета СЭМВ в этом месте. Волновая функция  $\Psi(z, t)$ , определяющая в нашем случае динамическое состояние свободных электронов материала проводника, будет распространяться вдоль оси  $OZ$  проводника таким путем, что основная доля электромагнитной (тепловой) энергии электронной волны будет сосредотачиваться внутри ВЭП [20].

Ширина  $z_{\text{п}}$  ( $\text{м}$ ) ВЭП или среднее квадратическое отклонение продольной координаты  $z$  положения свободного электрона в проводнике от ее среднего значения в данном энергетическом состоянии электрона  $\Delta z$  может быть определена из одного из основ-

ных принципов квантовой механики – соотношения неопределенности Гейзенберга [13,14]. Согласно данному соотношению квантовой механики для сопряженных переменных столкнувшегося с атомом кристаллической решетки материала проводника свободного электрона "продольная координата электрона – импульс электрона" имеем [13]:

$$\Delta z \cdot \Delta p_z \geq h/4\pi, \quad (14)$$

где  $\Delta z$  – неопределенность продольной координаты  $z$  положения свободного электрона в проводнике (м);  $\Delta p_z$  – неопределенность в определении импульса (количества движения) свободного электрона в материале проводника (кг·м/с).

Отметим, что соотношение неопределенности Гейзенберга (14) свидетельствует о том, что при известном импульсе (количестве движения) свободного электрона его пространственное положение в проводнике остается неопределенным. Понятие точного местонахождения свободного электрона в материале проводника в исследуемом нами случае следует заменить понятием вероятности его (электрона) нахождения в цилиндрическом элементе объема проводника с продольной длиной, равной  $\Delta z$ , и поперечным сечением  $S_{\text{пр}}$ .

Максимальное изменение величины осевой (продольной) проекции импульса  $\Delta p_z$  свободного электрона в рассматриваемом проводнике составляет:

$$\Delta p_z = m_e \cdot v_e, \quad (15)$$

где  $m_e = 9,108 \cdot 10^{-31}$  кг – масса покоя электрона [16];  $v_e$  – средняя скорость дрейфа свободного электрона в проводнике (м/с).

Из общеизвестного соотношения для тока проводимости проводника  $i_{\text{пр}} = e_0 \cdot n_e \cdot v_e \cdot S_{\text{пр}}$ , где  $e_0 = 1,602 \cdot 10^{-19}$  Кл – заряд электрона [16], а  $n_e$  – плотность свободных электронов в материале проводника (м<sup>-3</sup>), следует следующее выражение для определения среднего значения дрейфовой скорости  $v_e$  свободного электрона в исследуемом проводнике:

$$v_e = \delta_{\text{пр}} / (e_0 \cdot n_e). \quad (16)$$

Отметим, что плотность свободных электронов  $n_e$  в материале проводника равна концентрации атомов  $N_0$  (м<sup>-3</sup>) материала проводника, умноженной на его валентность  $k_B$ , определяемую, в основном, числом неспаренных электронов на внешних (валентных) оболочках (энергетических уровнях) атомов (например, для железа и меди  $k_B \approx 2$  [18]). Известно, что концентрация атомов  $N_0$  в твердом теле (проводнике) с плотностью его материала  $d_{\text{пр}}$  (кг/м<sup>3</sup>) определяется из следующего соотношения [13,23]:

$$N_0 = d_{\text{пр}} / M_a \cdot 1,6606 \cdot 10^{-27}, \quad (17)$$

где  $M_a$  – атомная масса материала проводника, которая в большинстве случаев примерно равна массовому числу  $A$  ядра атома материала проводника, вычисляемому согласно периодической системе элементов Менделеева в атомных единицах массы (а.е.м.).

После подстановки выражений (15) и (16) в соотношение (14) для усредненной ширины  $z_{\text{п}}$   $\Delta z$

ВЭП в рассматриваемом проводнике получаем:

$$z_{\text{п}} \geq \frac{e_0 \cdot n_e \cdot h}{4 \cdot \pi \cdot m_e \cdot \delta_{\text{пр}}}. \quad (18)$$

Из (18) следует, что с увеличением плотности  $\delta_{\text{пр}}$  протекающего по проводнику тока проводимости  $i_{\text{пр}}$  среднее значение ширины  $z_{\text{п}}$  ВЭП уменьшается и на меньшей длине (продольной ширине) участков проводника приходится учитывать волновую природу свободных электронов исследуемого проводника. Разновидности металлов проводника, начиная с низкоэлектропроводных (например, железа) и заканчивая высокоэлектропроводными (например, медью) из-за незначительных различий концентраций  $n_e$  свободных электронов в них мало влияют на изменение значений  $z_{\text{п}}$ . Поэтому согласно (18) определяющим параметром для усредненной ширины  $z_{\text{п}}$  ВЭП в проводнике будет являться плотность тока  $\delta_{\text{пр}}$  в последнем.

Усредненное значение ширины  $z_{\text{п}}$  ВЭП в проводнике с равномерно распределенным по его поперечному сечению  $S_{\text{пр}}$  током проводимости  $i_{\text{пр}} = \delta_{\text{пр}} \cdot S_{\text{пр}}$  может быть приближенно найдено и на основании приведенной нами выше модели пакета СЭМВ в ЭВП. Так как движущемуся со средней дрейфовой скоростью  $v_e$  в проводнике свободному электрону, обладающему одновременно корпускулярными и волновыми свойствами, соответствует согласно де Бройлю длина волны  $\lambda_e = h / m_e v_e$  (м) [13], то для круговой частоты  $\omega$  его ЭМВ следует:

$$\omega = \frac{\pi \cdot m_e \cdot v_e^2}{h}. \quad (19)$$

Тогда с учетом (19) для волнового числа  $k$  в выражениях (8)-(13) находим:

$$k = \frac{2\pi \cdot m_e \cdot v_e}{h}. \quad (20)$$

С учетом изложенного выше наиболее вероятным местонахождением свободного электрона в проводнике и соответственно в его ВЭП будет то, где интенсивность пакета СЭМВ максимальна. В рассматриваемом случае согласно (12) и (13) такому условию будет соответствовать примерно соотношение  $k z \leq \pi/4$ . В результате после подстановки выражений (16) и (20) в последнее соотношение для усредненного значения ширины  $z_{\text{п}}$  ВЭП в проводнике можно записать:

$$z_{\text{п}} \leq \frac{e_0 \cdot n_e \cdot h}{8 \cdot m_e \cdot \delta_{\text{пр}}}. \quad (21)$$

Полученное согласно (21) на основе общезначимых и квантомеханических представлений значение для усредненной ширины  $z_{\text{п}}$  ВЭП в проводнике с плотностью тока  $\delta_{\text{пр}}$  является, по сравнению с шириной  $z_{\text{п}}$  ВЭП по (18), величиной одинакового порядка, то есть приближенное соотношение (21) не противоречит соотношению (18), а только дополняет его, и поэтому не противоречит и такому принципу квантовой механики как соотношению неопределен-

ности Гейзенберга применительно к свободному электрону в металле. Учитывая (18) и (21), можно при приближенном определении усредненной ширины  $z_{\text{п}}$  ВЭП в проводнике с током проводимости  $i_{\text{пр}}$  и ЭВП пользоваться следующим соотношением:

$$\frac{e_0 \cdot n_e \cdot h}{4 \cdot \pi \cdot m_e \cdot \delta_{\text{пр}}} \leq z_{\text{п}} \leq \frac{e_0 \cdot n_e \cdot h}{8 \cdot m_e \cdot \delta_{\text{пр}}} \quad (22)$$

Отметим, что найденная согласно (18), (21) и соответственно (22) усредненная ширина  $z_{\text{п}}$  ВЭП в проводнике будет в принятом приближении определять и усредненную ширину (длину) наиболее прогретого ("горячего") продольного участка (слоя) проводника, приходящегося на пучности пакета СЭМВ. Исходя из (12) и (13), примерно такой же ширины (длины) будет и соседствующий с "горячим" участком менее нагретый и относительно "холодный" участок проводника, который можно назвать "буферным слоем" проводника, приходящимся на узлы пакета СЭМВ. Такая периодическая последовательность "горячих" и относительно "холодных" участков будет охватывать всю длину рассматриваемого проводника. Причем, в соответствии с внутренней природой каждой СЭМВ в ВЭП обмен электромагнитной (тепловой) энергией между "горячими" и "холодными" продольными участками (слоями или стратами) ЭВП будет отсутствовать до тех пор, пока будет существовать каждая СЭМВ вдоль проводника и таким образом сам ВЭП. Принимая во внимание принятые нами допущения и ограничения, можно предполагать, что ВЭП будет присутствовать не только в твердом материале проводника, но и на начальной стадии ЭВ проводника и соответственно в плазменных продуктах после его электровзрыва. При этом при оценке усредненной ширины  $z_{\text{п}}$  ВЭП в плазме могут быть в первом приближении использованы приведенные нами выше соотношения (18), (21) и (22).

## ОБСУЖДЕНИЕ И ОПЫТНАЯ ПРОВЕРКА ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

### 1. Максимальная температура ЭВП и плазмы.

Выполним вначале по выражению (6) численную оценку максимальной температуры плазмы  $T_{\text{п}}$  внутри и на поверхности сильноточного искрового плазменного канала разряда, инициированного в воде медным ЭВП. Согласно [21] примем, что при  $T_{\text{пр}} > 635$  К для воды  $\mu = 1$ , а  $\varepsilon = 10$ . Считаем, что при ЭВ медного проводника в формуле (2) справедливо полученное экспериментальным путем соотношение вида  $\int_0^t \delta_{\text{пр}}^2(t) \cdot dt = J_{\text{в}} = 1,95 \cdot 10^{17} \text{ А}^2 \cdot \text{с} \cdot \text{м}^{-4}$  [16]. Расчет значений удельной электропроводности  $\gamma_{\text{пр}}$  в (2) осуществим по следующей приближенной формуле, справедливой для высокотемпературного нагрева меди вплоть до ее кипения (испарения) [22]:

$$\gamma_{\text{пр}} = [9,1 + 9 \cdot 10^{-3} (\theta_{\text{к}} + 273,16)]^{-1} \cdot 10^8, \quad (23)$$

где  $\theta_{\text{к}} = 2590$  °С – температура кипения (испарения) для меди [23].

Тогда в соответствии с (23) имеем, что для ЭВП

$\gamma_{\text{пр}} = 0,286 \cdot 10^7 \text{ См/м}$ . В результате на основании (2) для плотности тепловой энергии  $w_{\text{т}}$  в медном ЭВП приближенно получаем, что  $w_{\text{т}} = 6,81 \cdot 10^{10} \text{ Дж/м}^3$ . Отметим, что данное расчетное значение  $w_{\text{т}}$  оказалось немного выше удельной теплоты сублимации  $w_{\text{с}}$  для меди, определенной экспериментально и составляющей численное значение, равное примерно  $w_{\text{с}} = 4,68 \cdot 10^{10} \text{ Дж/м}^3$  [9,10]. Это, возможно, связано с погрешностью, вносимой формулой (23) при оценке численных значений  $\gamma_{\text{пр}}$  в проводимый расчет  $w_{\text{т}}$ . Подставив принятые для  $\mu$  и  $\varepsilon$ , а также определенные расчетным путем для  $w_{\text{т}}$  численные значения в формулу (6), получаем, что после электровзрыва медного проводника внутри на оси канала искрового разряда ( $\mu = 1$ ;  $\varepsilon = 1$ ) максимальная температура плазмы  $T_{\text{п}}$  составляет примерно  $T_{\text{п}} = 3,08 \cdot 10^6 \text{ К}$ , а на поверхности канала подводного искрового разряда ( $\mu = 1$ ;  $\varepsilon = 10$ ) – около  $T_{\text{п}} = 1,3 \cdot 10^6 \text{ К}$ . Из приведенных результатов численной оценки  $T_{\text{п}}$  по полученной формуле (6) следует, что температура плазмы в центральной зоне канала сильноточного искрового разряда примерно в 2,3 раза выше поверхностной, что хорошо согласуется с экспериментальными данными, указанными в [15]. Причиной такого радиального распределения температуры плазмы  $T_{\text{п}}$  в канале подводного искрового разряда, на наш взгляд, являются согласно (6) различные значения  $\varepsilon$  и  $\mu$  для плазменного состояния материала проводника и окружающей его конденсированной (водной) среды. Относительно полученного нами максимального абсолютного уровня температуры плазмы  $T_{\text{п}}$  следует заметить, что в [15] экспериментально зарегистрированные яркостные (поверхностные) значения температуры  $T_{\text{п}}$  в канале подводного искрового разряда составляли порядка  $5 \cdot 10^5 \text{ К}$ . Другие исследователи ЭВП [24,25] приводят рекордные данные для яркостной температуры  $T_{\text{п}}$  канала искрового разряда на его дуговой стадии, численно составляющие порядка 100 эВ ( $1 \text{ эВ} = 1,16 \cdot 10^4 \text{ К}$  [16]) и более, то есть согласно [24,25] максимальные значения температуры плазмы при ЭВ проводников могут составлять значения  $T_{\text{п}} \geq 1,16 \cdot 10^6 \text{ К}$ .

2. **Продольные неоднородности температуры в ЭВП и плазме.** В работах [8,15] опытным путем были зарегистрированы продольные периодические изменения поверхностной температуры как вдоль тонкого ЭВП с постоянным током большой плотности ( $\delta_{\text{пр}} = 6,87 \cdot 10^8 \text{ А/м}^2$ ), находящегося в твердой фазе ( $T_{\text{пр}}$ ), так и вдоль плазменного канала сильноточного искрового разряда ( $T_{\text{п}}$ ), инициированного тонким вольфрамовым ЭВП с импульсным затухающим синусоидальным током  $i_{\text{пр}}$  при амплитуде его первой полуволны, равной  $I_{\text{м}} = 125 \text{ кА}$ . Так, согласно экспериментальным данным из [15] (рис. 10а, б) при ЭВ вольфрамовой проволоочки ( $l_{\text{пр}} = 40 \text{ мм}$ ;  $r_{\text{пр}} = 0,15 \text{ мм}$  и  $37,5 \text{ мкм}$ ) с уменьшением в ней значений плотности

тока  $\delta_{\text{пр}}$  происходит увеличение по длине (ширине) периодической неоднородности в продольном (осевом) распределении поверхностной температуры плазмы  $T_{\text{п}}$ , что качественно соответствует предложенным нами расчетным формулам (18), (21) и (22) для определения усредненной ширины  $z_{\text{п}}$  ВЭП в проводнике (плазме). При этом неравномерный вдоль вольфрамовой проволоки нагрев ее материала вызывает и неоднородное ее разрушение при ЭВ, что порождает и экспериментально наблюдаемые при ЭВ проводников продольные возмущения свечения плазменного канала сильноточного искрового разряда [1,15]. Усредненная ширина  $z_{\text{п}}$  стратообразования проводника (разбиения ЭВП на отдельные продольные участки-страты), вычисленная по (17) и (18) ( $n_e = 12,51 \cdot 10^{28} \text{ м}^{-3}$ ;  $\delta_{\text{пр}} = 17,68 \cdot 10^{11} \text{ А/м}^2$ ), составляет здесь для вольфрамового проводника в твердой фазе порядка  $z_{\text{п}} \approx 1$  мкм, что удовлетворительно согласуется с соответствующими опытными данными, следующими из материалов, представленных в [15].

Расчетная оценка значений усредненной ширины  $z_{\text{п}}$  ВЭП для исследуемой в [8] тонкой стальной проволоки ( $l_{\text{пр}} = 118$  мм;  $r_{\text{пр}} = 0,15$  мм), выполненная с помощью выражений (17) и (18) ( $n_e = 1,68 \cdot 10^{29} \text{ м}^{-3}$ ;  $\delta_{\text{пр}} = 6,87 \cdot 10^8 \text{ А/м}^2$ ), показывает, что в рассматриваемом случае  $z_{\text{п}} = 2,26$  мм. Данный результат для  $z_{\text{п}}$  хорошо согласовывается с приведенными в [8] экспериментальными данными для усредненной ширины макроскопического "горячего" слоя (участка) в металле рассматриваемой проволоки с белым цветом излучения ( $T_{\text{пр}} = 1473$  К), составляющей численное значение, равное примерно 2,23 мм. Отметим, что согласно [8] такие "горячие" слои (участки) металла проволоки размещены между макроскопическими темными слоями (участками) относительно "холодного" металла проволоки шириной примерно равной 1,61 мм, температура которых составляет около  $T_{\text{пр}} = 692$  К и не выравнивается с температурой соседствующих с ними "горячих" слоев (участков) металла в течение времени, равного примерно 0,1 с и соизмеримого с длительностью всего процесса нагрева постоянным током стального провода. Это, по нашему мнению, может служить одним из экспериментальных доказательств существования в интенсивно нагреваемом постоянным (переменным) током проводимости  $i_{\text{пр}}$  проводнике вышеописанного нами ВЭП, формируемого согласно (8) и (9) дискретным набором волновых функций  $\Psi(z, t)$  или их электрофизическим эквивалентом (аналогом) – суперпозицией (пакетом) СЭМВ с различными значениями круговых частот  $\omega$ , обусловленными наличием в материале проводника свободных электронов с различными значениями их дрейфовых скоростей  $v_{eo}$ . Поэтому согласно предложенной модели продольные (осевые) неоднородности в распределении температуры ЭВП  $T_{\text{пр}}$  и плазмы  $T_{\text{п}}$  при ЭВ проводника объясняются наличием в них указанных выше ВЭП, формируемых соответственно

свободными электронами материала проводника в твердой фазе и, по-видимому, электронами возникающей после его ЭВ плазмы.

Приведенные нами расчетные и опытные данные свидетельствуют о том, что изменением плотности тока  $\delta_{\text{пр}}$  в ЭВП можно изменять и усредненную ширину  $z_{\text{п}}$  ВЭП проводника и соответственно после его электровзрыва в разрядной цепи ВЭФУ с ЕНЭ размеры получаемых страт (коротких участков металла с примерно одинаковыми температурами, механическими и теплофизическими характеристиками). Последнее обстоятельство может найти практическое применение в современных высоких нано – и электрофизических технологиях.

## ВЫВОДЫ

1. При ряде упрощающих допущений и ограничений разработаны основы квантовомеханической теории поглощения ЭМВ проводником, удовлетворяющим модели АЧТ, по которому протекает переменный (импульсный) или постоянный ток проводимости  $i_{\text{пр}}$ , вызванный дрейфом свободных электронов материала проводника из-за электромагнитного (силового) воздействия на них источников электрического напряжения (тока) различной природы (например, гальванически подключенной к проводнику ВЭФУ с ЕНЭ, мощной аккумуляторной батареи или наведенной путем электромагнитной индукции электродвижущей силы и связанных с ней токов Фуко).

2. На основе предложенной приближенной модели поглощения ЭМВ исследуемым проводником получена формула (6) для расчета максимальных значений абсолютной температуры его нагрева  $T_{\text{пр}}$  за счет изменения в проводнике объемной плотности тепловой энергии  $w_{\text{т}}$ , определяемой, в свою очередь, плотностью тока  $\delta_{\text{пр}}$  в проводнике и соответственно плотностью (концентрацией) свободных электронов  $n_e$  в его материале и их средней дрейфовой скоростью  $v_e$ .

3. Выдвинута и научно обоснована гипотеза о том, что распределение температурного поля вдоль продольной оси рассматриваемого проводника определяется периодическим характером пространственного распределения макроскопических ВЭП в интенсивно нагреваемом проводнике, формируемых свободными электронами материала проводника, пространственное (осевое) распределение которых вдоль проводника по аналогии с распределением электронов в атоме вещества (твердого тела) подчиняется вытекающему из решений вида (9) уравнения Шредингера дискретному набору волновых функций  $\Psi(z, t)$  – пакету СЭМВ с различными круговыми частотами  $\omega$ , соответствующими различным дрейфовым скоростям  $v_{eo}$  свободных электронов материала проводника.

4. На основании известного в квантовой механике соотношения неопределенности Гейзенберга, общезначимых и квантовомеханических представлений о поведении свободных электронов в металле получены согласующиеся между собой аналитические соотношения (18) и (21), объединенные в выражение (22), для расчетного определения усредненной ширины

ны  $z_{\text{п}}$  ВЭП в исследуемом проводнике, определяющей, в свою очередь, усредненную ширину "горячих" и соседствующих с ними относительно "холодных" продольных участков проводника, не обменивающихся между собой тепловой (электромагнитной) энергией и периодически расположенных согласно пространственному (осевому) изменению пакета СЭМВ вдоль ЭВП или плазмы сильноточного искрового разряда после ЭВ проводника. В последнем случае возникновение и существование ВЭП определяется в соответствии с (9), (18), (21) и (22), по-видимому, электронами образующейся плазмы, их концентрацией и плотностью тока электронной проводимости в канале искрового разряда.

5. На базе разработанной квантовомеханической модели поглощения материалом принятого проводника ЭМВ даны физические объяснения и численные оценки экспериментально наблюдаемых: радиальной и осевой пространственным неоднородностям температуры плазмы  $T_{\text{п}}$  подводного сильноточного искрового разряда, инициированного ЭВП; неравномерному продольному высокоинтенсивному нагреву проводника в разрядной цепи ВЭФУ с ЕНЭ и процессу стратобразования ЭВП (деления проводника при ЭВ на отдельные продольные сверхкороткие участки). Выполненные расчетные оценки максимальной температуры плазмы  $T_{\text{п}}$  на поверхности и по центру канала подводного искрового разряда, а также усредненной ширины  $z_{\text{п}}$  ВЭП в ЭВП с достаточной для практических целей точностью согласуются с соответствующими экспериментально зарегистрированными значениями температуры плазмы  $T_{\text{п}}$  и усредненными длинами (ширинами) "горячих" и относительно "холодных" участков металла в ЭВП.

6. Опытные подтверждения в работах [1,2,8,15] наличия в ЭВП "горячих" и относительно "холодных" продольных участков металла, отсутствия за счет теплопроводности обмена тепловой (электромагнитной) энергией между "горячими" и относительно "холодными" продольными участками металла проводника с переменным (постоянным) током, а также наличия периодически повторяющихся вдоль ЭВП неравномерных разрушений их материала при ЭВ и присутствия в плазме после ЭВ проводников продольных возмущений свечения канала сильноточного искрового разряда могут свидетельствовать о возникновении и существовании ВЭП в испытываемых высокоинтенсивный нагрев проводниках с током проводимости  $i_{\text{пр}}$  и плазменных продуктах после их ЭВ.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Соболев Н.Н. Исследование электрического взрыва тонких проволочек// Журнал экспериментальной и теоретической физики.-1947.-т.17.-№11.-С.986-997.
- [2] Столович Н.Н. Электровзрывные преобразователи энергии/ Под ред. В.Н. Карньюшина.- Минск: Наука и техника, 1983.-151с.
- [3] Кварцхава И.Ф., Бондаренко В.В., Меладзе Р.Д., Суладзе К.В. Электрический взрыв проволок в вакууме// Журнал экспериментальной и теоретической физики.-1956.-т.31.-№5(11).-С.737-744.
- [4] Лебедев С.В. О механизме электрического взрыва металла// Теплофизика высоких температур.-1980.-т.18.-№2.-С.273-279.
- [5] Абрамова К.Б., Валицкий В.П., Вандакуров Ю.В. и др. Магнитогидродинамические неустойчивости при электрическом взрыве// Доклады АН СССР.-1966.-т.167.-№4.-С.778.
- [6] Абрамова К.Б., Будович В.Л., Кужекин И.П., Перегуд Б.П. Определение длины волны перетяжной МГД неустойчивости по импульсу напряжения, возникающему на разрушающемся проводнике// Журнал технической физики.-1976.-т.46.-№7.-С.1465-1469.
- [7] Лев М.Л., Перегуд Б.П. Время развития перетяжной МГД неустойчивости жидких проводников в поле собственного тока// Журнал технической физики.-1977.-т.47.-№10.-С.2116-2121.
- [8] Марахтанов М.К., Марахтанов А.М. Периодические изменения температуры по длине стальной проволоки, вызванные электрическим током// Вестник Московского государственного технического университета (МГТУ) им. Н.Э. Баумана. Серия "Машиностроение".-2003.-№1.-С.37-47.
- [9] Баранов М.И. Упрощенная математическая модель электрического взрыва проводников под воздействием больших импульсных токов// Электротехника і електромеханіка.-2003.-№3.-С.59-64.
- [10] Баранов М.И., Игнатенко Н.Н., Колобовский А.К. Экспериментально-аналитическое определение удельной энергии электротеплового разрушения медных проводников под воздействием больших импульсных токов// Электротехника і електромеханіка.-2004.-№2.-С.70-73.
- [11] Сивухин Д.В. Общий курс физики. Термодинамика и молекулярная физика, т.2.- М.: Наука, 1975.-552с.
- [12] Рейф Ф. Статистическая физика.- М.: Наука, 1977.-352с.
- [13] Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики/ Отв. ред. В.К. Тартаковский.- Киев: Наукова думка, 1989.-864с.
- [14] Берестецкий В.Б., Лифшиц Е.Н., Питаевский Л.П. Квантовая электродинамика.- М.: Наука, 1980.-704с.
- [15] Гулый Г.А. Научные основы разрядноимпульсных технологий.-Киев: Наукова думка, 1990.-208с.
- [16] Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля.- М.: Мир, 1972.-391с.
- [17] Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники, т.2.- Л.: Энергоиздат, 1981.-416с.
- [18] Справочник по теоретическим основам радиоэлектроники/ Под ред. Б.Х. Кривицкого, В.Н. Дулина, т.1.- М.: Энергия, 1977.-504с.
- [19] Электрические кабели, провода и шнуры: Справочник/ Под ред. Н.И. Белоруссова.-М.: Энергоатомиздат, 1988.-536с.
- [20] Солимар Л., Уолш Д. Лекции по электрическим свойствам материалов.-М.: Мир, 1971.-501с.
- [21] Таблицы физических величин: Справочник/ Под ред. акад. И.К. Кикоина.-М.: Атомиздат, 1976.-1008с.
- [22] Столович Н.Н., Миницкая Н.С. Температурные зависимости теплофизических свойств некоторых металлов.-Минск: Наука и техника, 1975.-160с.
- [23] Кухлинг Х. Справочник по физике/ Пер. с нем. под ред. Е.М. Лейкина.-М.: Мир, 1982.-520с.
- [24] Александров А.Ф., Рухадзе А.А. Сильноточные электроразрядные источники света// Успехи физических наук.-1974.-т.112.-№2.-С.195-230.
- [25] Баранов М.И. Приближенный расчет минимальной температуры плазмы при электрическом взрыве проводников под воздействием больших импульсных токов// Электротехника і електромеханіка.-2004.-№1.-С.62-65.
- [26] Баранов М.И. Расчет глубины проникновения температурного поля в массивный проводник с переменным током// Электротехника і електромеханіка.-2004.-№2.-С.74-79.

Поступила 29.10.2004



## ДИФFUЗИОННЫЕ ПРОЦЕССЫ ПРИ "РАЗДАЧЕ" ТРУБЧАТЫХ ЗАГОТОВОК В МАГНИТНО-ИМПУЛЬСНОЙ ОБРАБОТКЕ МЕТАЛЛОВ

Батыгин Ю.В., д.т.н., проф., Лавинский В.И., д.т.н., проф., Черногор Т.Т.  
Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"  
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Высшая математика",  
кафедра "Сопротивление материалов"  
тел. (057) 70-762-02, E-mail: batygin@kpi.kharkov.ua, lavinsky@kpi.kharkov.ua

*Дійсна робота присвячена аналізу електродинамічних процесів при магнітно-імпульсній "роздачі" тонкостінних металевих циліндрів на діелектричне чи металеве оправлення. Особлива увага приділена випадку, коли дифузійні ефекти стають дуже значимими, тобто глибина проникнення поля порівнянна чи навіть більше товщини металеві тонкостінної труби.*

*Настоящая работа посвящена анализу электродинамических процессов при магнитно-импульсной "раздаче" тонкостенных металлических цилиндров на диэлектрическую или металлическую оправку. Особое внимание уделено случаю, когда диффузионные эффекты становятся весьма значимыми, то есть глубина проникновения поля соизмерима или даже больше толщины металлической тонкостенной трубы*

В монографии [1] сформулированы и обоснованы различные направления практического использования энергии импульсных магнитных полей, позволяющие эффективно осуществлять плоской штамповки металлов с низкой электропроводностью (или достаточно тонких). Предложенные решения позволили экспериментально осуществить вырубку различных рисунков в медной фольге толщиной ~50 мкм при рабочих частотах действующих полей ~ (50...70) кГц исключительно силами магнитного давления. Полученные результаты были положены в основу новой прогрессивной технологии производства печатных плат для приборов бытовой электротехники [2,3].

Современное производство требует дальнейшего расширения перечня технологических процессов, в основе которых лежит силовое воздействие на металлы, "прозрачные" для действующих полей. К ним относится, например, сочленение отдельных элементов в сборных конструкциях (в частности, это могут быть рамы автомобильных кузовов). Условно, при любом сочленении можно выделить две основные операции, которые в практике магнитно-импульсной обработки металлов известны как локальные "раздача" и "обжим" полых (трубчатых) металлических заготовок [4].

Настоящая работа посвящена анализу электродинамических процессов при магнитно-импульсной "раздаче" тонкостенных металлических цилиндров в случае, когда диффузионные эффекты становятся весьма значимыми, то есть глубина проникновения поля соизмерима или даже больше толщины металла трубы (тонкостенная заготовка).

Рассмотрим диффузионные процессы сквозь заготовку цилиндрической геометрии в случаях, характерных для реальных производственных процессов: сочленение с внешним элементом из диэлектрика или "раздача" по форме внешней оправки из металла.

При решении поставленной задачи примем следующие допущения.

- Интегрирование уравнений состояния может проводиться в цилиндрической системе координат, связанной с поперечным сечением трубчатой заготовки

на рис.1а,б. Ось аппликата – OZ перпендикулярна плоскости чертежа.

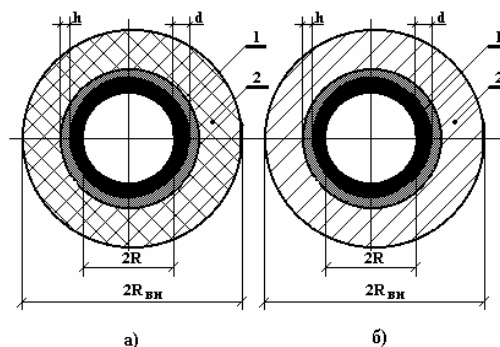


Рис.1. "Раздача" трубчатой заготовки – 1 по форме внешнего элемента – 2, выполненного из диэлектрика (а) или из металла (б)

- Внешнее магнитное поле задано единственной компонентой напряжённости, касательной к поверхности трубчатой заготовки  $H_z(t) = H_1(t) \neq 0$ .

- Система обладает аксиальной симметрией ( $\frac{\partial}{\partial \phi} = 0$ ).

- Толщина стенки трубы –  $d$ , промежуток между её поверхностью и внешним элементом –  $h$  достаточно малы,  $\frac{d}{R} \ll 1$  и  $\frac{h}{R} \ll 1$  (естественно, что указанный промежуток имеет смысл оговаривать отдельно только в случае "раздачи" по форме внешней оправки из металла – рис. 1б).

- Справедливо квазистационарное приближение, в котором  $\frac{\omega}{c} \cdot l \ll 1$  ( $\omega$  – циклическая частота действующего поля,  $c$  – скорость света в вакууме,  $l$  – наибольший характерный размер в рассматриваемой системе).

В случае сочленения металлической трубы с внешним элементом из диэлектрика (рис.1а) физиче-

ски имеет место проникновение поля из внутренней полости в свободное пространство.

Преобразованная по Лапласу система уравнений Максвелла для напряжённости электрического поля в разных средах приводится к дифференциальному уравнению:

$$\frac{\partial}{\partial r} \cdot \left( \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} (r \cdot E_{\varphi}(p, r)) \right) - k_{1,2}^2(p, r) = 0, \quad (1)$$

где  $k_1(p) = \sqrt{p \cdot \mu_0 \cdot \gamma}$  - волновое число в металле,  $k_2(p) = p \cdot \sqrt{\mu_0 \cdot \varepsilon_0}$  - волновое число в вакууме,  $\gamma$  - удельная электропроводность металла;  $p$ -параметр преобразования Лапласа;  $\mu_0, \varepsilon_0$  - магнитная и диэлектрическая проницаемости свободного пространства;  $E(p, r) = L\{E(t, r)\}$ ;  $H_z(p, r) = L\{H_z(t, r)\}$ .

Фундаментальная система решений уравнения (1) есть модифицированные функции Бесселя первого порядка -  $I_1(z), K_1(z)$ .

Соответственно, общий интеграл для напряжённости электрического поля в металле тонкостенной заготовки ( $r \in [R, (R+d)]$ ) запишется в виде:

$$E^{(1)}(p, r) = A(p) \cdot I_1(k_1(p)r) + B(p) \cdot K_1(k_1(p)r), \quad (2)$$

где  $A(p), B(p)$  - произвольные постоянные интегрирования.

С помощью уравнения Максвелла (в операторной форме), описывающего явление электромагнитной индукции, и выражения (2) получим формулу для напряжённости магнитного поля в выделенной области,  $r \in [R, (R+d)]$ :

$$H_z^{(1)}(p, r) = -\sqrt{\frac{\gamma}{p \cdot \mu_0}} \cdot (A(p) \cdot I_0(k_1(p)r) - B(p) \cdot K_0(k_1(p)r)), \quad (3)$$

где  $I_0(z), K_0(z)$  - модифицированные функции Бесселя нулевого порядка.

В рассматриваемом случае вне заготовки - диэлектрическая среда. Выражения для напряжённости электрического и магнитного полей, ограниченные в бесконечности, для свободного пространства, где  $r \in [(R+d), \infty)$ , могут быть найдены аналогично предыдущему из уравнения (1) и соответствующего уравнения Максвелла:

$$E^{(2)}(p, r) = C(p) \cdot K_1(k_2(p) \cdot r), \quad (4)$$

$$H_z^{(2)}(p, r) = \frac{1}{Z_0} \cdot C(p) \cdot K_0(k_2(p) \cdot r), \quad (5)$$

где  $C(p)$  - произвольная постоянная интегрирования;  $Z_0$  - волновое сопротивление вакуума,

Дальнейшие преобразования формул для составляющих вектора электромагнитного поля можно упростить, если учесть реальные условия работы индукторных систем при магнитно-импульсной обработке металлов.

Для конкретных оценок будем ориентироваться на эксперименты, описанные в работах [1-3], где рабочие частоты не превышали 50...70 кГц, а толщина обрабатываемой заготовки, как было ранее указано, существенно меньше эффективной глубины проникновения поля в проводящую среду.

В этом случае допустима оценка:

$$\omega \cdot \tau \ll 1, \quad (6)$$

где  $\tau$  - характерное время диффузии поля,  $\tau = \mu_0 \cdot \gamma \cdot d^2$ .

Далее, для  $R \approx 0.01 \div 0.1$  м можно записать, что

$$\omega \cdot \tau \cdot \frac{R}{d} \gg 1, \quad \frac{\omega}{c} \cdot R \ll 1. \quad (7)$$

Совокупность неравенств - (6) и (7) соответствуют предельным оценкам аргументов в выражениях (2) - (5):

$$\begin{cases} |k_1(p)R| \gg 1, \\ |k_1(p)d| \gg 1, \\ |k_2(p)R| \gg 1, \end{cases} \quad (8)$$

Неравенства (8) позволяют воспользоваться асимптотическими представлениями и соответствующими разложениями в окрестности нуля для модифицированных функций Бесселя [5].

Выполняя предельные переходы в выражениях (2) - (5), после тождественных преобразований и введения новых обозначений получаем простые аналитически "прозрачные" зависимости для азимутальных компонент напряжённости электрического и магнитного полей в металле тонкостенной цилиндрической заготовки и вне её:

$$E^{(1)}(p, r) \approx \frac{1}{\sqrt{r}} \cdot (C_1(p) \cdot e^{k_1(p)r} + C_2(p) \cdot e^{-k_1(p)r}); \quad (9)$$

$$H_z^{(1)}(p, r) \approx -\frac{1}{\sqrt{r}} \cdot \frac{\gamma}{k_1(p)} (C_1(p) \cdot e^{k_1(p)r} - C_2(p) \cdot e^{-k_1(p)r}); \quad (10)$$

$$E^{(2)}(p, r) \approx \frac{1}{\sqrt{r}} \cdot C_3(p) \cdot e^{-k_2(p)r}; \quad (11)$$

$$H_z^{(2)}(p, r) \approx \frac{1}{\sqrt{r}} \cdot \frac{1}{Z_0} \cdot C_3(p) \cdot e^{-k_2(p)r}, \quad (12)$$

где  $C_{1,2,3}(p)$  - произвольные постоянные интегрирования.

Неизвестные произвольные постоянные интегрирования в выражениях (9) - (12) найдём с помощью соответствующих граничных условий непрерывности тангенциальных компонент векторов электромагнитного поля на границах раздела различных сред.

Получим, что

$$E_{\varphi}^{(1)}(p, r) \approx \frac{k_1(p)}{\gamma \sin(k_1(p)d)} \cdot \left[ H_1(p) \sqrt{\frac{R}{r}} \times \right. \\ \left. \operatorname{ch}(k_1(p)(r - (R+d))) - H_2(p) \cdot \sqrt{\frac{R+d}{r}} \cdot \operatorname{ch}(k_1(p)(r - R)) \right]; \quad (13)$$

$$E_{\varphi}^{(2)}(p, r) \approx Z_0 \cdot \sqrt{\frac{R+r}{r}} \cdot H_2(p) \cdot e^{-k_2(p)(r - (R+d))}, \quad (14)$$

где  $H_1(p)$  и  $H_2(p)$  - величины операторных форм напряжённости магнитного поля на границах обрабатываемой трубчатой заготовки (внутренняя поверхность -  $r=R$ , и внешняя -  $r=R+d$ , соответственно).

Приравнявая выражения (13) и (14) при  $r = R+d$ , находим связь между операторными формами напряжённости магнитного поля на внутренней и внешней поверхностях обрабатываемой цилиндрической заготовки.

дической заготовки.

$$H_2(p) \approx H_1(p) \cdot G_1(p), \quad (15)$$

где  $G_1(p)$  – операторный коэффициент экранирования касательной составляющей напряжённости магнитного поля при проникновении в свободное пространство сквозь трубчатую заготовку,

$$G_1(p) \approx \frac{\sqrt{\frac{R}{R+d}}}{\left[ \operatorname{ch}(k_1(p) \cdot d) + Z_0 \cdot \gamma \cdot d \cdot S(k_1(p) \cdot d) \right]},$$

$$S(k_1(p) \cdot d) = \frac{\operatorname{sh}(k_1(p) \cdot d)}{(k_1(p) \cdot d)}.$$

Результат, полученный для коэффициента экранирования поля, проникающего сквозь трубчатую заготовку, при её "раздаче" на оправку из диэлектрика

$$\text{с точностью до множителя} - \left\{ \sqrt{\frac{R}{R+r}} \approx \left( 1 - 0,5 \cdot \frac{d}{R} \right) \right\}$$

совпадает с результатом при плоской штамповке листовой фольги [1].

$$\text{Так, при } |k_1(p)| \ll 1, \quad G_1(p) \approx \frac{\sqrt{\frac{R}{R+d}}}{1 + Z_0 \cdot \gamma \cdot d}.$$

Для заготовки из стали ( $\gamma = 10^7 \frac{1}{\text{Ом} \cdot \text{м}}$ ) толщиной

$$d = 10^{-3} \text{ м } \left( \frac{d}{R} \approx 0,1 \right) \text{ находим, что } G_1(p) \approx 2,5 \cdot 10^5.$$

То есть, в рассматриваемом случае магнитно-импульсной "раздачи" трубчатой заготовки на диэлектрическую оправку электромагнитные процессы протекают практически также как и при плоской штамповке тонкостенного листового металла в индукторной системе с диэлектрической матрицей.

Полученную оценку диффузионного процесса в цилиндрической системе можно уточнить, не ограничиваясь рассмотрением лишь тонкостенных металлических цилиндров (6). Безусловно, увеличивать их толщину до величины скин-слоя не имеет смысла, но оценить коэффициент экранирования в произвольном варианте представляется весьма интересным. Выражение (15), связывающее напряжённость магнитного поля, проникшего сквозь заготовку –  $H_2(t)$ , и напряжённость поля индуктора –  $H_1(t)$  в пространстве изображений по Лапласу, перепишем в виде:

$$H_2^{(1)}(p) = \left[ p H_1^{(1)}(p) \right] \cdot \frac{G(p)}{p}. \quad (16)$$

Отметим, что выбор именно такой формы записи соотношения (16) обусловлен желанием получить оригинал в виде суммы, включающей уже полученную оценку для коэффициента экранирования, найденного в предельном случае  $|k_1(p) \cdot d| \ll 1$ .

Выполним в (16) обратное преобразование Лапласа. Получим, что напряжённость магнитного поля, проникшего сквозь листовую металлическую заготовку, будет равна свёртке функций:

$$H_2^{(1)}(t) = \frac{dH_1^{(1)}(t)}{dt} * F(t), \quad (17)$$

где

$$F(t) = \sqrt{\frac{R}{R+d}} \cdot \left( \frac{1}{1 + Z_0 \gamma d} + \sum_{k=0}^{\infty} \frac{2 \cdot \exp\left(-\frac{\beta_k^2}{\tau_2} \cdot t\right)}{\beta_k \cdot \sin \beta_k \cdot \left( 1 + \frac{Z_0 \cdot \gamma \cdot d}{\beta_k^2} \cdot (1 - \beta_k \cdot \operatorname{ctg} \beta_k) \right)} \right)$$

$\beta_k$  – корни уравнения:  $\beta_k \cdot \operatorname{ctg}(\beta_k) = -(Z_0 \cdot \gamma \cdot d)$ .

Упростим выражение для функции  $F(t)$ . Во-первых, для металлов с толщиной  $d > 10^{-8}$  м справедлива оценка –  $Z_0 \cdot \gamma \cdot d \gg 1$ . Во-вторых, из уравнения для  $\beta_k$  следует, что  $\beta_k \cdot \operatorname{ctg}(\beta_k) = -(Z_0 \cdot \gamma \cdot d) \gg 1$ ,

$$\beta_k \cong (k+1) \cdot \pi, \quad \sin \beta_k \cong -\frac{\beta_k \cdot \cos \beta_k}{Z_0 \cdot \gamma \cdot d} \cong -\frac{\beta_k \cdot (-1)^{k+1}}{Z_0 \cdot \gamma \cdot d}.$$

С учётом этих данных выражение для функции  $F(t)$  в (17) принимает вид:

$$F(t) \cong \frac{\sqrt{\frac{R}{R+d}}}{Z_0 \cdot \gamma \cdot d} \cdot \left( 1 + 2 \cdot \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^{k+1} \cdot \exp\left(-\frac{\beta_k^2}{\tau_2} \cdot t\right) \right). \quad (18)$$

Сумма знакопередающегося ряда в выражении (18) в соответствии с теоремой Лейбница [6] для знакопередающихся рядов допускает верхнюю оценку ~

$$\left| \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^{k+1} \cdot \exp\left(-\frac{\beta_k^2}{\tau_2} \cdot t\right) \right| < 1,$$

или

$$|F(t)| < \frac{3 \sqrt{\frac{R}{R+d}}}{Z_0 \cdot \gamma \cdot d} \ll 1.$$

Так, для немагнитной стали толщиной  $d = 10^{-3}$  м и  $\gamma = 10^7 \frac{1}{\text{Ом} \cdot \text{м}}$  (величина скин-слоя при частоте  $f = 50$  кГц составляет  $\sim 0,71 \cdot 10^{-3}$  м) и  $\frac{d}{R} \approx 0,1$  эффект экранирования будет оцениваться достаточно малой величиной того же порядка, что была получена ранее для тонкостенных металлических цилиндров, а именно –  $|F(t)| < 7,5 \cdot 10^{-5}$ .

Итак, полученный результат свидетельствует о том, что в свободное полупространство (соответствует "раздаче" на диэлектрическую оправку) сквозь проводящую заготовку цилиндрической геометрии, вне зависимости от её толщины и временных характеристик процесса, касательная компонента напряжённости действующего магнитного поля практически не проникает.

Аналогичным образом проанализируем диффузионные процессы при "раздаче" по форме внешней оправки из металла (рис.26). Физически, в данном

случае имеет место проникновение поля из внутренней полости трубы в полость, образованную её внешней поверхностью и внутренней поверхностью внешней оправки.

При проведении настоящего рассмотрения справедливы ранее сделанные допущения. Дополнительно укажем, что удельная электропроводность металла заготовки –  $\gamma_1$ , металла внешней оправки –  $\gamma_2$ . Кроме того, внешняя оправка достаточно массивна, так, что  $\frac{R_{\text{вн}}}{R} \gg 1$ .

Для напряжённости электрического поля в металле трубчатой заготовки справедливо выражение (13). В металле внешней оправки выражения для компонент вектора электромагнитного поля могут быть найдены так же как и в случае металла заготовки. В отличие от последних они должны удовлетворять условию ограниченности на бесконечности.

Итак,

а) для  $(r \in [R, (R+d)])$ ,

$$E^{(1)}(p, r) \approx \frac{k_1(p)}{\gamma_1 \cdot \sin(k_1(p)d)} \cdot \left[ H_1(p) \cdot \sqrt{\frac{R}{r}} \cdot \text{ch}(k_1(p)(r - (R+d))) - H_2(p) \cdot \sqrt{\frac{R+d}{r}} \cdot \text{ch}(k_1(p)(r-R)) \right], \quad (19)$$

б) для  $r \in [(R+d+h), \infty)$ ,

$$E^{(2)}(p, r) \approx \sqrt{\frac{R+d+h}{r}} \cdot \frac{k_2(p)}{\gamma_2} \times H_3(p) \cdot e^{-k_2(p)(r-(R+d+h))}, \quad (20)$$

где  $k_1(p) = \sqrt{p \cdot \mu_1 \cdot \gamma_1}$ ;  $k_2(p) = \sqrt{p \cdot \mu_0 \cdot \gamma_2}$ ;

$H_3(p)$  – операторная форма напряжённости магнитного поля на внутренней поверхности металлической оправки.

Для упрощения дальнейших вычислений воспользуемся допущением о достаточной малости величины воздушного зазора –  $h$ .

Во-первых, это означает однородность магнитного поля, что в свою очередь позволяет считать  $H_3(p) \approx H_2(p)$ . Во-вторых, в данном приближении интегральная форма уравнения Максвелла для закона электромагнитной индукции даёт возможность записать следующее условие:

$$E^{(1)}(p, (R+d)) \cdot 2\pi \cdot (R+d) - E^{(2)}(p, (R+d+h)) \times 2\pi \cdot (R+d+h) \approx p \cdot \mu_0 \cdot 2\pi \cdot (R+d)h \cdot H_2(p). \quad (21)$$

Подставим в соотношение (21) выражения (19) и (20). После выполнения тождественных преобразований получаем связь между операторными формами напряжённости магнитных полей на внутренней и внешней поверхностях трубчатой заготовки, отделённой от металлической оправки достаточно малым воздушным зазором.

$$H_2(p) = H_1(p) \cdot G_2(p), \quad (22)$$

где  $G_2(p)$  – операторный коэффициент экранирования касательной составляющей напряжённости магнитного поля при проникновении сквозь трубчатую

металлическую заготовку в воздушный зазор между ней и внешней металлической оправкой,

$$G_2(p) \approx \frac{\sqrt{\frac{R}{R+d}}}{\left[ \text{ch}(k_1 d) + \left(1 + \frac{h}{R+d}\right) \cdot \sqrt{\frac{\gamma_1}{\gamma_2}} \cdot \text{sh}(k_1 d) + S(k_1 d) \right]},$$

$$S(k_1(p) \cdot d) = p \cdot \mu_0 \cdot \gamma_1 \cdot h \cdot d \cdot \frac{\text{sh}(k_1(p) \cdot d)}{(k_1(p) \cdot d)}.$$

Достоверность полученного результата можно установить с помощью предельного перехода к известному соотношению.

Пусть металлическая оправка выполнена из идеального проводника,  $\gamma_2 \rightarrow \infty$ . Тогда, пренебрегая

величинами порядка  $\frac{d}{R} \ll 1$ , при  $|k_1(p) \cdot d| \ll 1$

получаем, что  $G_2(p) \approx \frac{1}{1+p \cdot T}$ , ( $T = \tau_1 \cdot \frac{h}{d}$ ).

Результат предельного перехода с точностью до обозначений совпадает с выражением для операторного коэффициента экранирования при проникновении плоскопараллельного магнитного поля сквозь тонкий металлический экран в полость ограниченную идеальным проводником – (формула В-2), приведенным в монографии [1].

Для проведения практических расчётов в формуле (22) необходимо выполнить обратное преобразование Лапласа.

С помощью теоремы об изображении свёртки функций записываем:

$$H_2(t) = H_1(t) * G_2(t), \quad (23)$$

где  $G_2(t)$  – оригинал операторной формы коэффициента экранирования.

Получить аналитическое выражение для  $G_2(t)$  непосредственно из  $G_2(p)$  (формула (22)) не представляется возможным. Тем не менее, для проведения численных оценок показателей диффузионных эффектов можно выполнить переходы в пространство оригиналов для характерных случаев реальной магнитно-импульсной обработки металлов, допускающих аналитические преобразования.

Условие тонкостенности металла трубчатой заготовки (6) позволяет записать выражение для операторного коэффициента экранирования в виде:

$$G_2(p) \approx \frac{\sqrt{\frac{R}{R+d}}}{\left[ 1 + (k_1 \cdot d) \left[ \left(1 + \frac{h}{R+d}\right) \cdot \sqrt{\frac{\gamma_1}{\gamma_2}} + (k_1 \cdot h) \right] \right]}. \quad (24)$$

Знаменатель дроби (24) можно упростить. Для этого, в первую очередь, пренебрежём слагаемыми порядка  $\sim \frac{h}{R+d}$ . Далее, сравним слагаемые во внутренних квадратных скобках и соотнесём их в терминах реальных характеристик электромагнитных процессов:

$$\sqrt{\frac{\gamma_1}{\gamma_2}} \ll |k_1(p)h| \Rightarrow h \gg \frac{1}{\sqrt{\omega \cdot \mu_0 \cdot \gamma_2}} \Rightarrow h \gg \frac{\delta_2}{\sqrt{2}}, \quad (25)$$

$$\sqrt{\frac{\gamma_1}{\gamma_2}} \gg |k_1(p)h| \Rightarrow h \ll \frac{1}{\sqrt{\omega \cdot \mu_0 \cdot \gamma_2}} \Rightarrow h \ll \frac{\delta_2}{\sqrt{2}}, \quad (26)$$

где  $\delta_2$  – эффективная глубина проникновения поля в металл внешней оправки,  $\delta_2 = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu_0 \cdot \gamma_2}}$ .

В режиме "относительно больших" воздушных зазоров, соответствующем условию (25),

$$G_2(p) \approx \frac{\sqrt{\frac{R}{R+d}}}{1+p \cdot T}, \quad (T = \tau_1 \cdot \frac{h}{d}). \quad (27)$$

Оригинал выражения (27) есть экспонента. Подставляя её в формулу (23) и раскрывая свёртку, получаем:

$$H_2(t) = \frac{\sqrt{\frac{R}{R+d}}}{T} \cdot \int_0^t H_1(\eta) \cdot e^{-\frac{t-\eta}{T}} \cdot d\eta. \quad (28)$$

Для "сверхмалых" воздушных зазоров, соответствующим условию (26),

$$G_2(p) \approx \frac{\sqrt{\frac{R}{R+d}}}{1 + \sqrt{\tau_2} \cdot \frac{\gamma_1}{\gamma_2} \cdot \sqrt{p}} \leftrightarrow G_2(t) \approx a \cdot \sqrt{\frac{R}{R+d}} F(t), \quad (29)$$

где  $\tau_2 = \mu_0 \cdot \gamma_2 \cdot d^2$ ;  $a = \sqrt{\frac{\gamma_2}{\gamma_1} \cdot \frac{1}{\tau_2}}$ ;

$$F(t) = \left( \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot t}} - a \cdot e^{a^2 t} \cdot \operatorname{erfc}(a \cdot \sqrt{t}) \right).$$

Подставляя (29) в (23), как и ранее, получаем:

$$H_2(t) = a \cdot \sqrt{\frac{R}{R+d}} \cdot \int_0^t H_1(t-\eta) \cdot F(\eta) \cdot d\eta. \quad (30)$$

Характерная временная зависимость поля в индукторных системах с достаточной степенью точности может быть представлена экспоненциально затухающей синусоидой –  $H_1(t) \approx H_m \cdot e^{-\delta t} \cdot \sin(\omega \cdot t)$ ,  $H_m$  – амплитуда,  $\delta$  – декремент затухания,  $\omega$  – циклическая частота [1,4].

Подставим в свёртки (28) и (30) принятую временную функцию  $H_1(t)$ . Интегрирование проведём, зафиксировав верхний предел интегрирования моментом  $t = \frac{\pi}{2 \cdot \omega}$ , соответствующим первому максимуму действующего магнитного поля.

В конечном итоге, получаем формулы для вычисления амплитудного значения напряжённости поля, диффундировавшего сквозь металл тонкостенной заготовки, при её "раздаче" по форме металлической оправки:

а) при  $h \gg \frac{\delta_2}{\sqrt{2}}$ ,

$$H_{2m} = H_{1m} \cdot \frac{1 + (\omega T) \cdot e^{-\frac{\pi}{2(\omega T)}}}{1 + (\omega T)^2}; \quad (31)$$

б) при  $h \ll \frac{\delta_2}{\sqrt{2}}$ ,

$$H_{2m} = H_{1m} \cdot \alpha \cdot \sqrt{\frac{R}{R+d}} \cdot \Phi\left(\frac{\pi}{2}\right), \quad (32)$$

где  $\delta_0 = \frac{\delta}{\omega}$  – относительный декремент затухания;

$$\Phi\left(\frac{\pi}{2}\right) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp(-\delta_0(\frac{\pi}{2} - \eta)) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} - \eta\right) \cdot \left[ \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \eta}} - \alpha \cdot \exp(\alpha^2 \eta) \cdot \operatorname{erfc}(\alpha \sqrt{\eta}) \right] d\eta; \quad \alpha = \sqrt{\frac{\gamma_2}{\gamma_1} \cdot \frac{1}{\omega \tau_1}}.$$

Отметим один из аспектов практического использования полученных результатов.

В процессе магнитно-импульсного деформирования трубчатой заготовки величина воздушного зазора между ней и внешней оправкой может изменяться от "относительно большой" до "сверхмалой", вплоть до нуля.

Для ясности уточним, что величина начального зазора выбирается в зависимости от вида производственной операции. Например, при сварке он должен быть достаточно большим. В конечном же итоге, сварка означает взаимную диффузию пограничных слоёв сочленяемых объектов, то есть зазор исчезает вообще.

В этой связи формулы (31) и (32) позволяют оценивать амплитудные значения характеристик диффузионных процессов в начальный и конечный моменты процесса "раздачи" трубчатой металлической заготовки по форме внешней проводящей оправки. А поскольку речь идёт о тонкостенном металле, то эта оценка даст возможность установить появление или не появление, в конечном итоге, известного эффекта "магнитной подушки", который может стать значительным препятствием в осуществлении заданной производственной операции.

Для иллюстрации полученных расчётных соотношений рассмотрим операцию по сборке автомобильных кузовных конструкций, где для взаимной фиксации элементов в местах сочленения вместо аргоно-дуговой сварки применялось магнитно-импульсное воздействие.

В качестве примеров рассмотрим раздачу полых трубчатых заготовок из немагнитной стали (электропроводность  $\gamma = 10^7 \frac{1}{\text{Ом} \cdot \text{м}}$ ) с размерами: внутренний радиус –  $R_3 = 25$  мм, толщина стенок –  $d = 1$  мм.

Параметры индуктора: одновитковый, общая длина рабочей зоны –  $l_p = 8$  мм (выбирается из требования обеспечить максимум давления на участке  $\sim 4 \dots 6$  мм), внутренний и внешний радиусы –  $R_1 = 22$  мм,  $R_2 = 24$  мм.

Если раздача производится на внешний элемент из диэлектрика, касательная компонента вектора магнитного поля сквозь металл трубы практически не проникает (количественно этот факт определяется выражением (17)) и электродинамические процессы в индукторной системе протекают, так же как и в режиме резкого поверхностного эффекта. Силовое воздействие на обрабатываемую заготовку максимально.

Экспериментальным подтверждением данного вывода являются фотографии модельного магнитно-импульсного сочленения элементов несущей кузовной конструкции автомобиля концерна "Volkswagen", приведенные на рис.2.



а)



б)

Рис.2. Узел рамы для кузова автомобиля концерна "VW", составляющие которого зафиксированы магнитно-импульсной раздачей внутреннего элемента

В эксперименте имело место свободное расширение. В нашей терминологии – это раздача на диэлектрическую оправку. Действие сил магнитного давления изменило форму и размеры поперечного сечения внутреннего полого профиля (из плохо проводящего, но достаточно лёгкого сплава). В результате чего, последний был зафиксирован в окне внешне-металлического профиля.

При раздаче на проводящую оправку диффузионные эффекты становятся весьма значимыми. В рамках настоящего примера ограничимся лишь вычислением параметров диффузии и связанных с этим явлением поправок в амплитудах и распределениях силового воздействия на обрабатываемый объект.

В функциональной зависимости от величины воздушного зазора между заготовкой и оправкой эти

амплитуды можно рассчитать с помощью формул (31) и (32).

Как следует из расчётов, представленных графически на рис.3, при уменьшении воздушного зазора между заготовкой и внешним металлическим элементом растёт амплитуда проникшего магнитного поля, что означает уменьшение амплитуд сил давления с 17% до 39%.

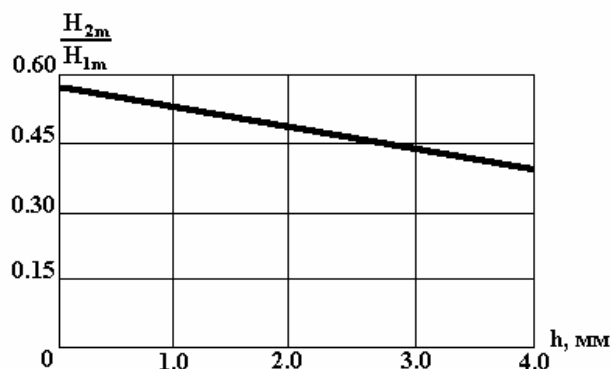


Рис.3. Относительная напряжённость магнитного поля, проникшего сквозь трубчатую стальную заготовку при раздаче на внешнюю металлическую оправку

Сравнение результатов настоящих вычислений с аналогичными величинами, рассчитанными для режима резкого поверхностного эффекта, наглядно иллюстрирует роль диффузионных эффектов при обработке прозрачных для действующего поля проводящих заготовок.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Батыгин Ю.В., Лавинский В.И. Магнитно-импульсная обработка тонкостенных металлов. Харьков: Изд. "МОСТ-Горнадо". 2002. – 284 с.
- [2] Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Электромагнитные процессы в индукторной системе для штамповки печатных плат. // Электричество. 2001, №12, с.44-48.
- [3] Batygin Yu.V., Lavinsky V.I., Electromagnetic processes in an inductor system for stamping printed-circuit boards. // Electrical Technology Russia. 2001. #4, p.129-136.
- [4] Белый И.В., Фертик С.М., Хименко Л.Т. Справочник по магнитно-импульсной обработке металлов. – Харьков: Вища школа. 1977. – 190 с.
- [5] Янке Е., Эмде Ф., Лёш Ф. Специальные функции. М: Изд. "Наука". 1977. – 342с.
- [6] Г.Корн, Т.Корн. Справочник по математике. М: Изд. "Наука". 1973. – 832с.

Поступила 08.12.2003

## ИССЛЕДОВАНИЕ КОРЕЛЛЯЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И МЕХАНИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ДВОЙНОЙ ИЗОЛЯЦИИ ЭМАЛЬПРОВОДОВ

Золотарев В.М., к.т.н., Антоненц Ю.А., к.т.н.  
ЗАО "Завод Южкабель"

Гурин А.Г., д.т.н., проф., Щебенюк Л.А., к.т.н., доц., Голик О.В.  
Национальный технический университет "ХПИ"  
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Электроизоляционная и кабельная техника"  
тел. (057) 70-76-663, E-mail: agurin@kpi.kharkov.ua

*Досліджено кореляцію показників стабільності електричних та механічних параметрів подвійної ізоляції емальованого дроту, вимірюваних в процесі технологічного контролю.*

*Установлена кореляція показателів стабільності електричних і механічних параметрів емальпровода з двоїною ізоляцією, і змряемых в процесі технологічного контролю*

Высокие скорости изготовления эмальпроводов на современном оборудовании, на котором предусмотрен компьютерный мониторинг однородности эмалевого изоляционного слоя, обуславливают актуальность исследования корреляции традиционно определяемых электрических и механических свойств изоляции эмальпроводов и результатов испытаний их напряжением на проход. Это позволяет анализировать и обобщать результаты мониторинга технологического процесса изготовления эмальпровода.

Контроль стабильности технологических процессов является одной из самых актуальных задач современного массового производства [1]. Для оценки уровня однородности массовой продукции в современной концепции "Шесть сигм" ("6σ") [2, 3] и в отечественных стандартах [4] используется классический вероятностный математический аппарат для оценивания среднеквадратического отклонения  $\sigma$  контролируемого параметра [2, 3] или для оценивания вероятности безотказной работы технологической системы [4]. На практике, когда параллельно контролируется множество различных параметров, применение классических методов возможно только при условии взаимной независимости контролируемых параметров. Иначе необходимость применения математического аппарата условных вероятностей делает задачу оценивания стабильности технологической системы крайне сложной и практически не поддающейся унификации. В [5] для решения этой задачи в технологическом контроле изоляции силовых кабелей успешно применен математический аппарат интервальных статистических моделей. Для использования разработанного метода в технологическом контроле изготовления эмальпроводов необходимо исследование корреляции традиционно определяемых электрических и механических свойств изоляции эмальпроводов и результатов испытаний их напряжением на проход при высоких скоростях работы современного эмальпровода. Корреляция непосредственных значений контролируемых параметров изоляции эмальпроводов практически отсутствует. Поэтому актуально

исследование корреляции электрических и механических свойств изоляции эмальпроводов методами интервальных статистических моделей.

В качестве единого показателя стабильности технологического процесса для всех контролируемых параметров выбрана величина максимальной вероятности выхода контролируемого параметра  $Y$  за нормативный предел  $\alpha$ :  $P_{\max}\{Y < \alpha_{\min}\}$  или  $P_{\max}\{Y > \alpha_{\max}\}$  в зависимости от того, ограничен данный параметр сверху или снизу. Разработаны алгоритмы расчета с учетом особенностей конкретных методик измерения контролируемых параметров.

В качестве контролируемых параметров использованы:

пробивное напряжение изоляции эмальпровода  $U_{пр}$ , определяемое для пяти образцов от каждой катушки и ограниченное снизу (не менее  $\alpha_{\min}$ );

число двойных ходов  $N$  стальной иглы до пробоя изоляции, определяемое для четырех образцов от каждой катушки и ограниченное двумя нормативными пределами снизу (среднее из четырех не менее  $\alpha_{ср\min}$  и минимальное из четырех не менее  $\alpha_{\min}$ );

число слабых мест  $E$  на каждых 100 м провода при испытании высоким напряжением на проход на эмальагрегате фирмы MAG, величина  $E$  ограничена сверху (не более  $\alpha_{\max}$ ), причем в зависимости от группы изоляции и диаметра провода конкретные значения  $\alpha_{\max}$  различны и в соответствии с п.1.4.2 ТУ 16.К71-278-98 равны от 3 до 180.

Особенностью двойной изоляции эмальпровода является то, что в случае существенного различия электрических характеристик двух слоев при испытаниях высоким напряжением на проход и при больших скоростях движения провода в электродах, на результаты испытания могут влиять физические процессы переноса и накопления зарядов на границе раздела слоев изоляции. Если к диэлектрику, состоящему из двух слоев, в которых электрофизические свойства постоянны в пределах слоя и меняются скачком при переходе от слоя к слою, приложить постоянное электрическое поле, то практически мгновенно в диэлек-

трике распределение поля устанавливается в соответствии с диэлектрическими проницаемостями слоев:  $\varepsilon_1 E_1(0) = \varepsilon_2 E_2(0)$ .

С течением времени происходит накопление зарядов на границе раздела слоев и устанавливается стационарное состояние, соответствующее распределению поля в соответствии с удельными электропроводностями. Длительность этих переходных процессов определяет время релаксации  $\tau$ , которое для двухслойного диэлектрика равно:

$$\tau = (\varepsilon_1 \cdot \varepsilon_0 / d_1 + \varepsilon_2 \cdot \varepsilon_0 / d_2) / (\gamma_1 / d_1 + \gamma_2 / d_2), \quad (1)$$

где  $d_1$ ,  $\varepsilon_1$ ,  $\gamma_1$  и  $d_2$ ,  $\varepsilon_2$ ,  $\gamma_2$  - соответственно толщина, относительная диэлектрическая проницаемость и удельная электропроводность слоев диэлектрика,  $\varepsilon_0$  - электрическая постоянная. Результаты расчетов  $\tau$  с помощью (1) для значений указанных величин, характерных для изоляции эмальпровода свидетельствуют о том, что при различии  $\gamma_1$  и  $\gamma_2$  на один порядок и при одинаковой толщине слоев  $\tau$  составляет несколько десятых секунды. А при таком же различии удельных электропроводностей, но при значительном различии толщины слоев (например, внутренний слой с  $\gamma_1$  составляет одну десятую толщины остальной изоляции)  $\tau$  составляет от нескольких десятых секунды до нескольких секунд. Эти значения  $\tau$  соизмеримы с временем измерения тока через изоляцию при больших скоростях движения провода в эмальагрегате (100 м/мин и выше). Следовательно число слабых мест  $E$ , фиксируемое при испытаниях на проход, не просто отражает наличие механических неоднородностей изоляции типа местных посторонних включений или снижений толщины, как это характерно для испытаний на проход, например, пластмассовой изоляции проводов [5], а связано с электрическими свойствами слоистой структуры изоляции. Таким образом, все контролируемые параметры изоляции эмальпровода связаны с ее электрофизическими характеристиками и не являются независимыми.

Первичные массивы данных для расчета максимальной вероятности выхода контролируемого параметра  $Y$  за нормативный предел  $\alpha$  формируются с учетом особенностей конкретной методики измерений и характера нормативного ограничения, например, для числа двойных ходов  $N$  стальной иглы до пробоя изоляции. Величина  $N$  определяется для четырех образцов от каждой катушки. Полученные значения не должны быть меньше установленных предельных значений. Для оценки  $P_{\max}\{Y < \alpha_{\min}\}$  формируются два массива:  $N_s$  - средние четырех последних измерений;  $N_m$  - минимальные из четырех последних измерений:

$$N_{s_i} = \frac{1}{4} \cdot \sum_{k=i-4}^i N_k, \quad (2)$$

где  $i \in [1, 2, \dots, j/4]$ ;  $j$  - число измерений  $N$ .

$$N_{m_i} = \min(N_{i-4}, N_{i-3}, N_{i-2}, N_{i-1}, N_i). \quad (3)$$

Для каждого из двух массивов существует своя нормативная граница: для  $N_s$  это  $\alpha_{\min s}$ , для  $N_m$  это  $\alpha_{\min m}$ . Для других параметров, например, для числа

слабых мест  $E$ , первичным массивом является непосредственно массив измеренных значений.

Исходными данными для расчета  $P_{\max}\{Y < \alpha_{\min}\}$  (или, например для  $E$ ,  $P_{\max}\{Y > \alpha_{\max}\}$ ) являются две выборки значений из первичного массива: все значения  $\{Y_1, Y_j\}$  контролируемого признака за период наблюдений; пять последних значений признака  $\{Y_{j-4}, Y_j\}$ .

Расчетные статистические показатели при ограничении сверху:

Среднее значение признака за период наблюдений:

$$M_i = \frac{1}{j} \cdot \sum_{k=1}^j Y_k \quad (4)$$

Среднее из пяти последних значений признака:

$$M5_i = \frac{1}{5} \cdot \sum_{k=j-4}^j Y_k \quad (5)$$

Среднее отклонение признака от нормативного предела:

$$\alpha_j = \alpha_{\max} - M5_j. \quad (6)$$

Наибольшая величина квадрата отклонения признака от его среднего значения:

$$M_{\max j} = (\sup_{k \in \{j-4, j\}} (Y_k - M_j))^2. \quad (7)$$

Максимальная вероятность выхода признака за нормативный предел:

$$P_{\max j}\{Y > \alpha_{\max}\} = M_{\max j} / (M_{\max j} + \alpha_j^2). \quad (8)$$

Схема формирования статистических показателей для расчета максимальной вероятности выхода параметра за нормативный предел по результатам контроля при ограничении снизу приведена на рис. 1.

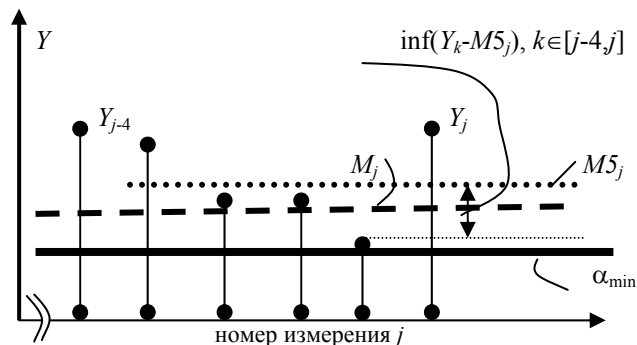


Рис.1

Результаты расчетов компьютер наносит на контрольную карту после каждого измерения признака, вся информация хранится на магнитных носителях.

Анализ контрольных карт (рис.2) вероятности  $P_{\max}$  выхода параметра за нормативный предел для пробивного напряжения (3), числа двойных ходов стальной иглы до пробоя (2) и числа слабых мест на 100 м длины (3) свидетельствует о том, что наблюдается достаточно высокая корреляция между кривыми и области стабильности и нестабильности технологического процесса практически одновременно отмечены всеми контролируруемыми параметрами.

При использовании (8) в зависимости от того, какое ограничение является естественным для контролируемого параметра, могут быть удобными различные выражения.



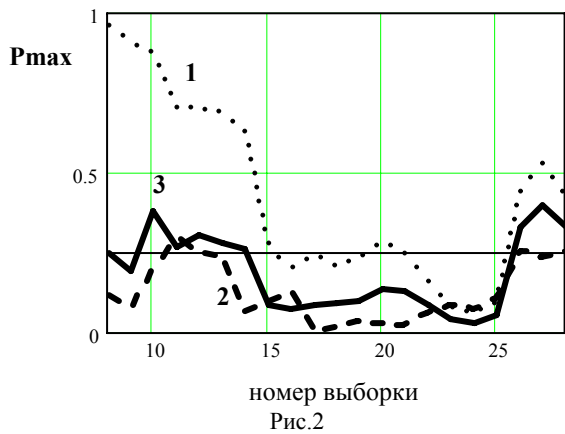


Рис.2

Так при ограничении технологического параметра сверху:

$$P_{\max} = (\sup(Y_k - M5_j))^2 / ((\sup(Y_k - M5_j))^2 + (\alpha_j)^2), \quad (9)$$

При ограничении технологического параметра снизу:

$$P_{\max} = (\inf(Y_k - M5_j))^2 / ((\inf(Y_k - M5_j))^2 + (\alpha_j)^2), \quad (10)$$

Если обозначить  $\sigma = \sup(Y_k - M5_j)$  при ограничении параметра сверху и  $\sigma = \inf(Y_k - M5_j)$  при ограничении параметра снизу, то соотношения (9) и (10) могут быть описаны функцией двух переменных, имеющих вполне целесообразный технический смысл и естественные для задач активного контроля ограничения:

$$P_{\max} = \sigma^2 / (\sigma^2 + \alpha^2), \quad (11)$$

где при ограничении сверху:  $\alpha \geq \sigma; \alpha > 0; \sigma > 0;$   
и при ограничении снизу:  $\alpha \leq \sigma; \alpha < 0; \sigma < 0.$

Основным соотношением для анализа чувствительности контроля в зависимости от значений указанных технических параметров является полный дифференциал функции (11):

$$dP_{\max} = (\partial P_{\max} / \partial \sigma) d\sigma + (\partial P_{\max} / \partial \alpha) d\alpha = \{2\sigma\alpha^2 / (\sigma^2 + \alpha^2)^2\} d\sigma - \{2\alpha\sigma^2 / (\sigma^2 + \alpha^2)^2\} d\alpha. \quad (12)$$

Изображение  $dP_{\max}$  при  $\alpha > 0; \sigma > 0$  приведено на рис 3.

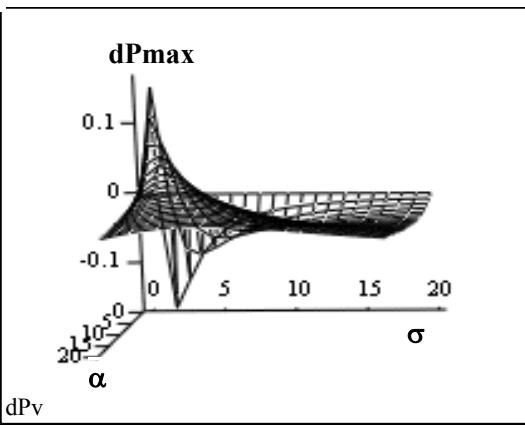


Рис.3

Соответствующий график линий равного дифференциала для контроля параметра при его ограничении сверху, то есть при  $\alpha > 0; \sigma > 0$ , представлен на рис. 4.

При  $\alpha \geq \sigma$  (что технически естественно в задачах технологического контроля) область возможных значений  $\alpha$  и  $\sigma$  находится между осью  $\alpha$  и нулевой диагональю. Значения  $\alpha$  и  $\sigma$ , лежащие на прямой, прохо-

дящей через большие оси эллиптических кривых равного дифференциала, соответствуют наибольшей чувствительности контроля. Контроль характеризуется максимальной чувствительностью при  $\alpha/\sigma \approx 3$  и чувствительность быстро снижается при увеличении  $\alpha$ .

Приведенный анализ позволяет сделать два принципиальных для организации контроля вывода:

- при очень малом по сравнению с полем допуска рассеянии признака контроль по количественному признаку с традиционными границами регулирования и правилами принятия решений не имеет смысла из-за практически нулевой чувствительности к отклонениям в технологическом процессе; этой ситуации соответствует область, непосредственно прилегающая к оси  $\alpha$  на рис.4 при больших относительных значениях  $\alpha$ ;

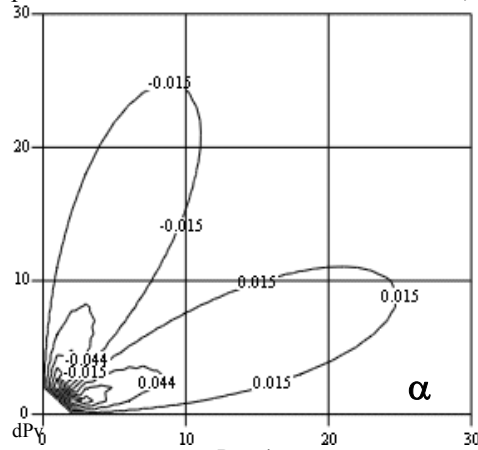


Рис.4

- контроль по количественному признаку эффективен в том случае, если нормативный предел находится во вполне определенном соотношении с достигнутым уровнем стабильности технологического процесса, а именно при  $\alpha/\sigma \approx 3$ .

Эти выводы свидетельствуют о необходимости организации контроля по количественному признаку с переменным технологическим нормативным пределом, который должен быть установлен в соответствии с достигнутым уровнем стабильности технологической системы и который сам являлся бы достаточно универсальным и стабильным показателем достигнутого уровня.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Mary Walton. The Deming Management Method. Foreword by W. Edward Deming. New York, NY 10016, Copyright 1986, p.262.
- [2] Dave Harrold. Designing for Six Sigma Capability.-Control Engineering, 1999, January.-Pg.62-70.
- [3] Адлер Ю.П., ШперВ.Л. "Шесть сигм ": еще одна дорога, ведущая к храму. // Методы менеджмента качества. Октябрь 2000.-С. 15 – 23.
- [4] ГОСТ 27.203-83. "Технологические систем?. Общие требования к методам оценки надежности".
- [5] Золотарьов В.М., Науменко О.А.. Стандартизація випробувань ізоляції на прохід. // КарпушенкоВ.П., Щебенюк Л.А. , Антоненць Ю.О., НауменкоО.А. Силові кабелі низької та середньої напруги. Конструювання, технологія, якість. Харків: Регіон-Інформ.2000.- С. 270 – 289.

Поступила 20.09.2004

## МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ МАГНИТНОГО МОМЕНТА РАМОЧНОЙ КОНСТРУКЦИИ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО УСТРОЙСТВА

Крюкова Н.В., Гелярговская О.А., Данько В.Г., д.т.н., Лупиков В.С., д.т.н., Серета А.Г., к.т.н.  
Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"  
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедры "Общая электротехника",  
"Математическое моделирование и компьютерная математика", "Электрические аппараты"  
тел. (0572) 707-68-64, E-mail: lupikov@kpi.kharkov.ua.

*Обґрунтовано методику розрахунку магнітного моменту рамкової конструкції електротехнічного пристрою. Методика включає розрахунок електрорушійних сил взаємних індуктивностей лінійних ділянок рамкової конструкції і контурів силового кола за одержаними аналітичними співвідношеннями, складання схеми заміщення рамкової конструкції, її модифікацію відповідно до методу М-схем, розрахунок складових магнітних моментів незалежних контурів цієї схеми і їх підсумовування окремо для косинусних і синусних складових струмів рамкової конструкції.*

*Обоснована методика определения магнитного момента рамочной конструкции электротехнического устройства. Методика включает расчет электродвижущих сил взаимных индуктивностей линейных участков рамочной конструкции и контуров силовой цепи по полученным аналитическим соотношениям, составление схемы замещения рамочной конструкции, ее модификацию по методу М-схем, расчет составляющих магнитных моментов независимых контуров этой схемы и их суммирование отдельно для косинусных и синусных составляющих токов рамочной конструкции.*

### ВВЕДЕНИЕ

Для эффективного решения проблемы электромагнитной совместимости электротехнических устройств [1] со слаботочными элементами автоматики и контроля требуется учет многих факторов, которые не учитывались ранее как из-за малости их значений, так и необходимости физической интерпретации и моделирования отдельных явлений. При этом разработчики электротехнических устройств (ЭТУ) не всегда могут предвидеть эти "подводные камни", поскольку существующие методы проектирования попросту не учитывают этих явлений. В частности, при разработке ЭТУ со сниженными уровнями внешнего магнитного поля (ВМП) не учитывается влияние последовательности чередования фаз питания на его уровень. Так, экспериментально было установлено, что при изменении последовательности чередования фаз питания на входе трехфазного распределительного устройства величина его максимального магнитного момента (ММ) в режиме работы, характеризующемся определенным сочетанием одновременно включенных фидеров, может меняться в 2-3 раза. В работе [2] на простом примере магнитного взаимодействия плоского трехфазного шинпровода и замкнутого коротко контура, имитирующего рамочную конструкцию каркаса шкафа, дано объяснение этого эффекта. Рассматривая ММ в виде двух составляющих, обусловленных протеканием токов по токопроводам силовой цепи распределительного устройства и индуцированных токов в рамочной конструкции его шкафа, теоретически было установлено, что пространственный сдвиг векторов этих составляющих зависит от порядка следования фаз питания. Как следствие, результирующий ММ, определяемый геометрическим суммированием векторов этих составляющих, меняется по величине. Причиной сдвига является несимметричное расположение токопроводов относительно рамочной конструкции. А следствием является различный коэффициент взаимной индуктивности при прямой и обратной последовательности чередования фаз питания.

В настоящее время учет влияния последовательности чередования фаз питания на ММ на стадии проектирования распределительного устройства невозможно осуществить в силу отсутствия приемлемой методики

для расчета коэффициентов взаимной индуктивности силовых токопроводов и рамочной конструкции. Основные сложности связаны с тем, что известные соотношения [3] пригодны только для численных расчетов простых контуров, располагающихся в параллельных плоскостях и обтекаемых переменным током. Для практического использования необходимо учесть сложную пространственную конфигурацию как шинпровода, так и рамочной конструкции.

Цель работы – обоснование методики определения ММ для рамочной конструкции ЭТУ.

В качестве допущений принимается, что шинпроводы силовой цепи и перемычки рамочной конструкции могут рассматриваться как отрезки тонких линий, проходящих по их продольной оси. При анализе не учитываются нелинейные эффекты, связанные с наличием ферромагнитных масс в конструкции ЭТУ, и не оценивается влияние токов рамочной конструкции на токи силовой цепи, не учитывается поверхностный эффект и предполагается, что все режимы работы ЭТУ установившиеся.

### 1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Конечной целью разрабатываемой методики является определение составляющей ММ, создаваемого рамочной конструкцией. Расчет составляющей ММ, создаваемого токопроводами силовой цепи ЭТУ, может проводиться известными методами, например, по методу модифицированных схем замещения (М-схем) [4]. Метод позволяет выделить укрупненные источники – независимые контуры силовой цепи, минимальное число которых полностью характеризует ММ ЭТУ с учетом временных сдвигов (фаз) токов во всех режимах работы. При этом ММ произвольного независимого контура характеризуется вектором, пространственное направление которого совпадает с вектором площади контура, а величина численно равна произведению тока и площади контура. Так как ток контура изменяется по закону синуса с частотой сети и его мгновенное значение зависит от амплитуды и временной фазы, ММ также является синусоидальной функцией. В случае, когда размеры контура невелики по сравнению с расстоянием, где рассматривается его

магнитное действие, контур можно рассматривать как пульсирующий источник ММ и описывать пространственно-временной функцией

$$m(t) = S \cdot i(t) = S \cdot I_m \cdot \sin(\omega t + \varphi) = M_m \cdot \sin(\omega t + \varphi), \quad (1)$$

где  $m(t)$  – мгновенное значение вектора ММ контура;  $t$  – момент времени;  $S$  – вектор площади контура;  $i(t)$  – мгновенное значение тока контура;  $I_m$  – амплитуда тока;  $\omega$  – круговая частота сети;  $\varphi$  – начальная фаза тока контура;  $M_m$  – амплитуда вектора ММ.

Пространственное направление вектора ММ этого источника совпадает с направлением вектора площади контура, частота пульсаций равна частоте сети, а размах пульсаций характеризуется амплитудой.

В общем случае ММ контуров с переменными токами представляется в виде трех источников (плоских обмоток), оси которых ориентированы по ортогональным осям координат, а временные фазы отличаются. В свою очередь, ММ каждого из источников можно представить в виде комплексной величины  $\dot{M}_u$ , фаза которой  $\varphi_u$  совпадает с фазой обмотки (1)

$$\dot{M}_u = M_{mu} \cdot e^{j\varphi_u} = M_{mu} \cdot \cos \varphi_u + M_{mu} \cdot \sin \varphi_u, \quad (2)$$

где  $M_m$ ,  $\varphi_u$  – амплитуда и фаза ММ;  $u$  – ось координат.

Для единообразия описания ММ рамочную конструкцию необходимо представить также в виде системы контуров с токами, индуцированными в ней системой токов силовой цепи ЭТУ.

С точки зрения электрических цепей, рамочная конструкция представляет сложную электрическую цепь и может характеризоваться множеством различных вариантов независимых контуров. При разработке методики определения ММ для контуров рамочной конструкции необходимо выбрать базовый элемент, определить его характеристики как источника поля, построить модель рамочной конструкции и описать ее ММ.

В качестве такого базового элемента в данной работе выбран линейный участок рамочной конструкции, по которому протекает индуцированный силовой цепью ток. Для упрощения математического описания принимаются следующие допущения:

- конфигурация токопроводов силовой цепи, их токи частоты сети и фазы считаются известными;
- участки токопроводов силовой цепи и линейные участки элементов рамочной конструкции представляются системой кусочно-линейных отрезков (нитей), ориентированных вдоль одной из ортогональных координатных осей, и их положение однозначно определены для конкретной конструкции ЭТУ;
- при определении индуцированных токов в элементах рамочной конструкции от токопроводов силовой цепи справедлив принцип суперпозиции;
- для частоты сети можно пренебречь эффектом близости элементов рамочной конструкции и токопроводов силовой цепи;
- считается, что ЭТУ питается системой токов одной фазы, если это специально не оговорено.

Используя такую модель, ставятся задачи определения величины и направления индуцированного тока линейного отрезка контура, определения независимых контуров рамочной конструкции и расчет их ММ в соответствии с (2).

## 2 КОЭФФИЦИЕНТ ВЗАИМНОЙ ИНДУКТИВНОСТИ ЛИНЕЙНЫХ ОТРЕЗКОВ

Для характеристики магнитного воздействия контуров обычно используется понятие коэффициента вза-

имной индуктивности. Например, для двух контуров (рис. 1) коэффициент взаимной индукции  $L_{21}$  равен

$$L_{21} = \Psi_{1M} / i_2, \quad (3)$$

где  $\Psi_{1M}$  – поток первого контура, обусловленный током  $i_2$  второго контура.

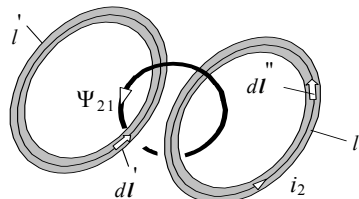


Рис. 1

Однако прямой расчет  $L_{21}$  по формуле (3) неудобен, так как операции по определению потока  $\Psi_{1M}$  указаны неявно. Представляя поток  $\Psi_{1M}$  как результат интегрирования нитей тока второго контура

$$\Psi_{1M} = \int l_{21} \cdot di_2'', \quad (4)$$

где  $l_{21}$  – взаимная индуктивность нитей тока первого  $i_1$  и второго  $i_2''$  контуров, и подставляя это выражение в (3) получается известная формула для расчета коэффициента их взаимной индуктивности [3]:

$$L_{21} = \frac{1}{i_1 \cdot i_2} \int_{i_1} di_1' \int_{i_2} l_{21} \cdot di_2'', \quad (5)$$

Входящая в (4) и (5) взаимная индуктивность нитей тока  $l_{21}$  определяется по формуле [3]

$$l_{21} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{l'} \oint_{l''} \frac{dl' \cdot dl''}{D} \cdot \cos \alpha, \quad (6)$$

где  $dl'$  и  $dl''$  – элементы длины первого и второго контуров (рис. 1);  $D$ ,  $\alpha$  – расстояние и угол между этими элементами;  $\mu_0$  – магнитная постоянная.

Сомножитель  $\cos \alpha$  в (6) характеризует скалярное произведение векторов отрезков  $dl'$  и  $dl''$ .

Для принятого допущения о взаимной перпендикулярности отрезков контуров силовой цепи и рамочной конструкции сомножитель  $\cos \alpha$  может принимать значения 0, 1, -1. Ненулевые значения коэффициента относятся к случаям, когда направления интегрирования по отрезкам совпадают, либо противоположны. Например, для плоских контуров с взаимно перпендикулярными сторонами (рис. 2) для отрезков 1 и 2  $\cos \alpha = 1$ , а для отрезков 2 и 3  $\cos \alpha = -1$ .

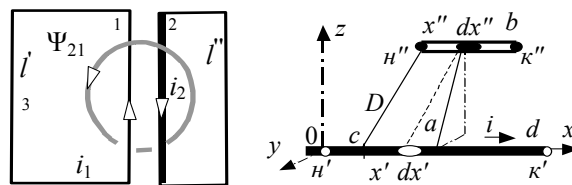


Рис. 2

Важно отметить, что в случае взаимной перпендикулярности линейных участков контуров их  $\cos \alpha = 0$  и их взаимная индуктивность  $l_{21}$  в соответствии с соотношением (6) также равна нулю. Это условие выполняется независимо от того, вдоль каких ортогональных осей ориентированы отрезки.

Отсюда следует полезное **правило 1**:

при условии взаимной перпендикулярности от-

резков контуров силовой цепи и рамочной конструкции достаточно определять коэффициенты взаимных индуктивностей для параллельных участков.

Пусть имеется пара параллельных отрезков, принадлежащих силовой цепи и рамочной конструкции. Для простоты полагается, что отрезки расположены параллельно оси  $x$  (рис. 3). Первый отрезок отмечен точками начала  $n'$  и конца  $k'$ , имеет длину  $d$  и обтекается током в направлении от начала к концу. Начало первого отрезка располагается в начале системы координат 0. Второй отрезок отмечен точками начала  $n''$  и конца  $k''$ , имеет длину  $b$  и его начало смещено по оси  $x$  на расстояние  $c$ .

С учетом принятых допущений отрезки рассматриваются как параллельные нити и согласно (6) взаимная индуктивность  $L_{21} = l_{21}$  представляется в виде

$$L_{21} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^d \int_c^{c+b} \frac{dx' \cdot dx''}{D}, \quad (7)$$

где  $x'$ ,  $x''$  – элементы длин первого и второго отрезков, отсчитываемые в направлении оси  $x$ ;  $D$  – расстояние между элементами интегрирования,

$$D = \sqrt{(x'' - x')^2 + a^2}, \quad (8)$$

Выполнив необходимые преобразования и подстановки пределов интегрирования в (7) с учетом (8) получено следующее аналитическое соотношение для коэффициента взаимной индуктивности  $L_{21}$  двух параллельных отрезков

$$L_{21} = \frac{\mu_0}{4\pi} \cdot \sum_{q=1}^4 (-1)^{q+1} \left[ v_q \cdot \ln \left( v_q + \sqrt{v_q^2 + a^2} \right) - \sqrt{v_q^2 + a^2} \right], \quad (9)$$

$$v_q = \begin{cases} c+b & \text{при } q=1; \\ c & \text{при } q=2; \\ c-d & \text{при } q=3; \\ c+b-d & \text{при } q=4. \end{cases}$$

Достоинством полученного аналитического соотношения (9) является возможность расчета коэффициента взаимной индуктивности без вычисления интегралов и отсутствие привязки к оси координат.

В случае расположения отрезков (1 и 2) вдоль осей координат условия параллельности имеют вид:

$$|\cos \alpha_{u1}| = |\cos \alpha_{u2}|; \quad (10)$$

где  $\alpha_{u1}$ ,  $\alpha_{u2}$  – углы между отрезками (1 и 2) и осью координат  $u$  ( $u = x, y, z$ ).

Для заданных координат начал ( $x_n, y_n, z_n$ ) и концов ( $x_k, y_k, z_k$ ) отрезков косинусы в формуле (10) определяются по известным соотношениям [5]:

$$\cos \alpha_{ui} = a_{ui} / A_i. \quad (11)$$

Входящие в (11) величины определяются соотношениями:

$$a_{ui} = u_{ki} - u_{ni}; \quad A_i = \sqrt{a_{xi}^2 + a_{yi}^2 + a_{zi}^2};$$

$$u = x, y, z; \quad i = 1, 2.$$

### 3 ЭДС ВЗАМОИНДУКЦИИ ОТРЕЗКА С ПРЯМОУГОЛЬНЫМ КОНТУРОМ

Классическое представление взаимной индукции основано на рассмотрении воздействия магнитного потока, созданного одним контуром с током, на другой контур. При этом ЭДС взаимной индукции, наводимая во втором контуре, определяет его ток. В слу-

чае рамочной конструкции ее токопроводящие перегородки образуют сложную систему контуров, связанных с первым токовым контуром. И определение ЭДС взаимной индукции, наводимых в этих контурах представляет собой сложную задачу. Это связано и с предварительным выбором набора независимых контуров, направлений их обхода для определения знака коэффициента взаимной индуктивности и необходимостью увязки направлений токов контуров с направлением их обхода при интегрировании в соответствии с соотношениями вида (6) или (7). Часть этих вопросов можно решить на основе анализа распределения ЭДС взаимной индукции, наводимой частью контура с током (линейным отрезком) в частях простейшей рамочной конструкции.

Пусть имеется прямоугольный контур, состоящий из четырех последовательно включенных участков (ветвей 1-4), как показано на рис. 3, а, и пронумерованных в направлении против часовой стрелки начиная с участка, параллельного участку силовой цепи.

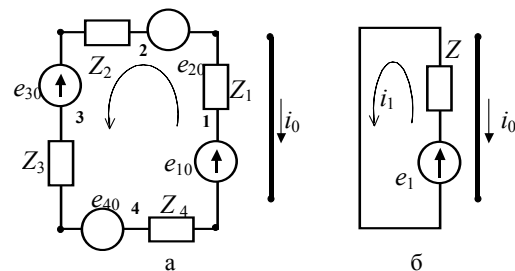


Рис. 3

Коэффициенты взаимной индуктивности ветвей определяются соотношением (9). С учетом того, что 2-й и 4-й участки расположены перпендикулярно участку силовой цепи, их коэффициенты равны 0. Используя известное соотношение для ЭДС взаимной индукции, наводимые в первой и третьей ветвях рамочной конструкции током  $i_0$ , равны:

$$e_{10} = -\frac{d\Psi_{10}}{dt} = -L_{10} \cdot \frac{di_0}{dt}, \quad e_{30} = -\frac{d\Psi_{30}}{dt} = L_{30} \cdot \frac{di_0}{dt}, \quad (12)$$

где  $L_{10}$ ,  $L_{30}$  – коэффициенты взаимной индуктивности соответственно первой и третьей ветвей рамочной конструкции и участка силовой цепи с током  $i_0$ .

Учитывая, что  $L_{20} = L_{40} = 0$ , ЭДС взаимной индукции для ветвей 2 и 4 равны нулю,

$$e_{20} = e_{40} = 0. \quad (13)$$

В рассматриваемом случае можно найти результирующую ЭДС взаимной индукции контура рамочной конструкции с участком силовой цепи, используя принцип суперпозиции и учитывая знаки в (12) и величины составляющих в (13),

$$e_1 = \sum_{n=1}^4 e_{n0} = e_{10} - e_{30}, \quad (14)$$

где  $n$  – номер ветви.

Учитывая, что величина коэффициента взаимной индуктивности параллельных отрезков обратно пропорциональна расстоянию между ними, что учтено в (7), можно определить знак результирующей ЭДС в соотношении (14). Так как отрезок 1 рамочной конструкции расположен ближе к отрезку силовой цепи, по сравнению с более удаленным отрезком 3, то  $e_{10} > e_{30}$ . В этом случае результирующая ЭДС контура имеет знак большей по величине ЭДС, в данном случае  $e_{10}$ .

Отсюда следует **правило 2**:

для контура, состоящего из последовательно соединенных ветвей, результирующая ЭДС взаимной индуктивности определяется суммированием ЭДС отрезков, параллельных отрезку с током силовой цепи.

Достоинством использованного подхода при расчете коэффициентов взаимной индуктивности по участкам контуров, является возможность их последующего суммирования при формировании контура рамочной конструкции из ветвей.

При необходимости индуцированный ток в контуре рамочной конструкции, может быть найден по закону Ома при известном сопротивлении ветвей

$$\underline{Z} = \sum_{n=1}^4 \underline{Z}_n = \underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3 + \underline{Z}_4, \quad (15)$$

где  $\underline{Z}_n$  – полное комплексное сопротивление ветви с номером  $n$ .

Следует обратить внимание на то, что в записи соотношения (15) все ветви оказывают электрическое сопротивление току, а источниками ЭДС являются только две ветви, 1-я и 3-я. В действительности, это противоречие кажущееся, так как в формулах (13) и (14) присутствуют составляющие ЭДС от одного участка контура. Очевидно, что другие участки контура, среди которых обязательно присутствуют и перпендикулярно расположенные к нему, будут создавать ЭДС взаимной индукции и в тех участках контура рамочной конструкции, где при рассмотрении они были приняты равными нулю.

#### 4 ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ РАМОЧНОЙ КОНСТРУКЦИИ

Для расчета ММ рамочной конструкции предлагается представить ее в виде электрической схемы замещения. Ветви этой схемы соответствуют участкам (линейным отрезкам при принятых допущениях) рамочной конструкции. В качестве источников в этой схеме выступают источники ЭДС ветвей. Для каждой ветви схемы полная ЭДС определяется суммированием ЭДС, индуцированных всеми отрезками силовой цепи, расположенными параллельно данному отрезку рамы,

$$e_n = \sum_{j=1}^J e_{nj}, \quad (16)$$

где  $j$  – номер отрезка контура силовой цепи,  $j = (\overline{1, J})$ .

Полные электрические сопротивления ветвей рассчитываются исходя из геометрии, удельных электрических и магнитных параметров материала рамы соответствующих участков рамочной конструкции.

Используя топологические свойства электрической схемы можно выделить систему независимых контуров с токами с числом контуров.

В соответствии с законом электромагнитной индукции, каждая ЭДС, индуцируемая в контуре рамочной конструкции исходным магнитным потоком отрезка с током силовой цепи, создают ток ( $i_1$  на рис. 2), магнитный поток которого стремится уменьшить исходный магнитный поток. На основе этого формулируется **правило 3**:

направление составляющей ЭДС, индуцируемой отрезком силовой цепи с током в выделенной ветви схемы, противоположно направлению тока отрезка.

На рис. 4,а приведена простейшая схема рамочной конструкции в виде "проволочного" куба. В центральном сечении куба, параллельном лицевой стороне, расположен контур, один из отрезков которого с номером  $j$  обтекает ток  $i_j$ . Наведенные этим от-

резком ЭДС взаимной индукции присутствуют только в ветвях 1, 3, 9 и 11, параллельных отрезку с током, и обозначены соответственно  $e_{1j}$ ,  $e_{3j}$ ,  $e_{9j}$  и  $e_{11j}$  (рис. 4,б).

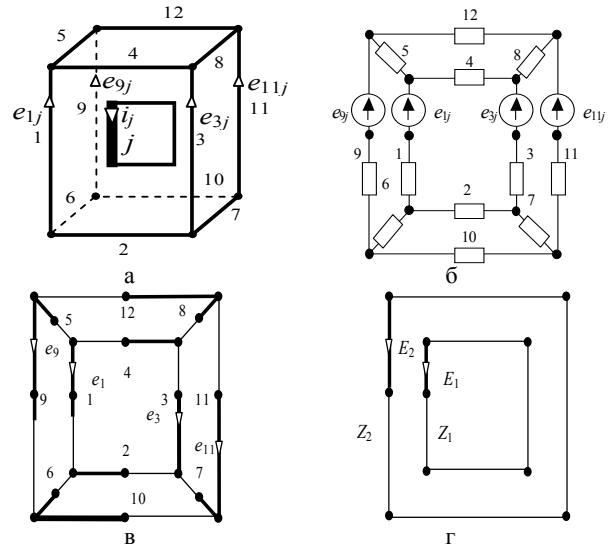


Рис. 4

На рис. 4,в приведен граф электрической схемы. В каждой ветви графа утолщенными линиями отмечены компоненты источников ЭДС, а тонкими – сопротивления. Для источников ЭДС, отличных от нуля, показаны направления их действия, которые учитываются при определении токов контуров схемы. В соответствии с теорией [6], число независимых контуров схемы  $N$  определяется по формуле

$$N = a - b + 1, \quad (17)$$

где  $a$ ,  $b$  – числа ветвей и узлов графа. Для данного графа существует пять независимых контуров (соприкасающихся непересекающихся контуров на рис. 4,в). При условии симметричного расположения токового контура относительно рамочной конструкции, значения полных ЭДС взаимной индукции в ребрах 1, 3, 9 и 11 отвечают соотношению

$$e_1 = -e_3 = e_9 = -e_{11}. \quad (18)$$

Учитывая (18), можно показать, что токи будут протекать только в двух контурах схемы, образованных ветвями 1–4 и 9–12. Причем, направления токов в контурах по часовой стрелке и противоположно направлению тока в исходном контуре силовой цепи (рис. 4,а). Эти контуры показаны на рис. 4,г. Результирующие ЭДС  $E_1$  и  $E_2$  независимых контуров в соответствии с (16) равны:

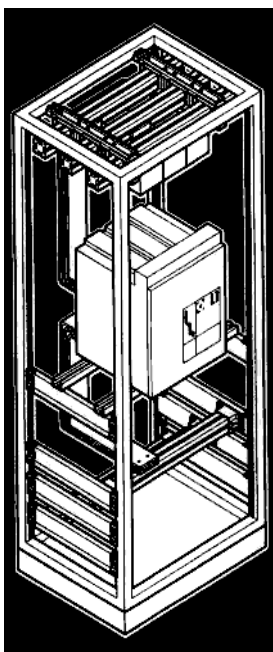
$$E_1 = e_1 - e_3; \quad (19)$$

$$E_2 = e_9 - e_{11}.$$

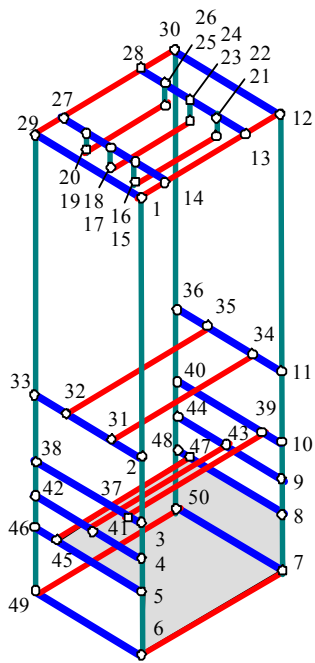
Полные сопротивления этих контуров обозначены  $Z_1$  и  $Z_2$ . При известных величинах ЭДС (19) и сопротивлений по закону Ома определяются значения токов этих контуров.

В случае, когда контур с током силовой цепи располагается несимметрично относительно центра рамочной конструкции, ЭДС взаимной индукции перераспределяются на ее участках. В этом случае ЭДС ветвей будут отличаться, и в общем случае токи будут протекать во всех пяти контурах схемы.

Реальные рамочные конструкции ЭТУ содержат множество перегородок как между внешними ребрами, так и внутри шкафа. В качестве примера на рис. 5,а приведена конструкция комплектного устройства SV-TS 8 фирмы RITTAL (Германия) [7].



а



б

Рис. 5

С учетом принятых допущений на рис. 5,б показана "проволочная" рамочная конструкция этого шкафа, повторяющая в масштабе конфигурацию элементов рамы на рис. 5,а. Для удобства построения графа этой рамочной конструкции, ее узлы пронумерованы,  $b = 50$ . Соответствующий этой рамочной конструкции граф показан на рис. 6. Дерево графа показано утолщенными линиями. Число ветвей  $a = 72$ , а число независимых контуров согласно (17) равно  $N = 23$ . Замыкающие ветви образуют контуры и на рис. 6 эти контуры отмечены числами в кружках.

Анализ показывает, что независимые контуры могут иметь сложную пространственную конфигурацию и их выбор по условию простоты (плоская конфигурация) не всегда возможен. Для примера на рис. 6 и рис. 5,б выделен контур с номером 23.

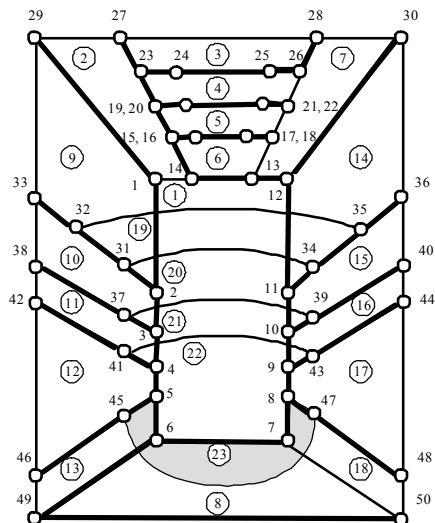


Рис. 6

Для нахождения токов схемы используются известные методы составления системы компонентных и топологических уравнений графа и решения матричных уравнений [6]. Применение графов позволяет

формализовать процесс выделения независимых контуров рамочной конструкции и нахождения их токов. Формализация заключается в том, что описание сложных пространственных конфигураций контуров фактически сводится к перечислению ветвей, образующих плоские токовые контуры графа при формировании системы уравнений.

### 5 МАГНИТНЫЙ МОМЕНТ РАМОЧНОЙ КОНСТРУКЦИИ

Для расчета ММ рамочной конструкции предлагается использовать метод модифицированных схем замещения (метод М-схем) [4]. Метод основан на модификации электрической схемы (графа) путем введения в каждую ветвь элемента площади. Для ветви схемы рамочной конструкции элемент площади определяется следующим образом: его величина численно равна площади контура, образованного участком рамы и радиусами, соединяющими точки начала и конца с геометрическим центром ЭТУ, а направление в пространстве совпадает с вектором площади контура. Преобразование исходной схемы (графа) к системе независимых контуров производится по установленным правилам [4]. Элемент площади независимого контура схемы равен сумме элементов площадей ветвей, составляющих контур.

Мгновенное значение ММ контура равно произведению мгновенного значения тока и пространственного вектора площади контура. Результирующий ММ рамочной конструкции при этом может быть получен для мгновенных значений токов контуров рамочной конструкции. Однако при этом возникают сложности с анализом и компенсацией ММ ЭТУ с учетом рамочной конструкции. Это связано с тем, что, используя прием разделения токов силовой цепи ЭТУ на косинусные и синусные составляющие, анализ фактически сводится к рассмотрению двух групп однофазных источников ММ. При этом исключаются сложности определения результирующего ММ для каждой из групп. На этом свойстве строится и компенсация ММ ЭТУ по шести независимым составляющим, называемых дипольной структурой [8] и соответствующих косинусным и синусным составляющим ортогональных пространственных компонент векторов ММ групп источников.

Операция нахождения результирующего ММ по составляющим ММ контуров для рамочной конструкции требует учета следующих особенностей.

Во-первых, даже для однофазных токов силовой цепи токи контуров рамочной конструкции будут иметь различные фазовые сдвиги, определяемые различием полных сопротивлений их контуров.

Во-вторых, в случае трехфазных токов ЭТУ представление их в виде двух групп однофазных источников (питаемых косинусными и синусными составляющими токов силовой цепи) фазовые сдвиги токов контуров рамочной конструкции будут различными и эти системы в общем случае уже не будут независимыми.

Преодолеть эти сложности можно, если вначале провести расчет токов контуров силовой цепи, а затем разделить их на две группы независимых токов, сдвинутых во времени на 90 эл. град. между собой. При анализе результирующего ММ ЭТУ и рамочной конструкции целесообразно фазу токов одной группы выбрать соответствующей косинусной составляющей токов силовой цепи, а второй группы – синусной составляющей токов.

С учетом этого исходная система М-схем контуров рамочной конструкции разбивается на две группы, фазы которых соответствуют косинусной и си-

нусной составляющим токов силовой цепи ЭТУ. Это позволяет выполнить суммирование ММ контуров рамочной конструкции также для шести составляющих, соответствующих составляющим дипольной структуры источников силовой цепи ЭТУ.

В качестве примера на рис. 7 приведена система М-схем для  $K$  независимых контуров рамочной конструкции с учетом разбиения токов на две группы, отмеченных индексами  $c$  – для косинусных и  $s$  – для синусных составляющих токов. Элемент площади  $S$  на схеме обозначен в виде части окружности, примыкающей к ветви контура.

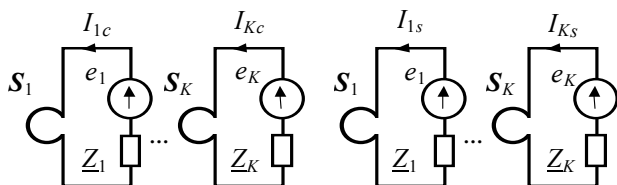


Рис. 7

Составляющие ММ рамочной конструкции, соответствующие составляющим дипольной структуры источников ММ силовой цепи, в этом случае определяется по формулам:

$$M_{uc} = \sum_{k=1}^K I_{kc} \cdot S_{ku}; \quad M_{us} = \sum_{k=1}^K I_{ks} \cdot S_{ku}, \quad (20)$$

где  $M_{uc}$ ,  $M_{us}$  – косинусная и синусная составляющие вектора ММ контуров, ориентированных по оси  $u$  ( $u = x, y, z$ );  $I_{kc}$ ,  $I_{ks}$  – косинусная и синусная составляющие токов рамочной конструкции;  $S_{ku}$  – проекция вектора площади  $k$ -го контура на ось  $u$ ,  $k = (\overline{1, K})$ .

#### 6 МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ МАГНИТНОГО МОМЕНТА РАМОЧНОЙ КОНСТРУКЦИИ

С учетом топологических свойств электрической схемы рамочной конструкции и правил 1-3, определяющих величины коэффициентов взаимной индуктивности параллельных отрезков и особенности определения ЭДС ветвей с учетом направлений токов силовой цепи, предложена следующая методика расчета токов рамочной конструкции.

1. Выбирается система независимых контуров силовой цепи и устанавливаются направления токов в них.

2. С учетом выбранных направлений определяются направления составляющих ЭДС взаимной индукции для каждой ветви схемы замещения рамочной конструкции.

3. Для каждой из ветвей схемы замещения определяется эквивалентная ЭДС суммированием составляющих ЭДС, индуцируемых всеми отрезками с током силовой цепи с учетом их знака ("+" для антипараллельных и "-" для параллельных отрезков).

4. Выбирается система независимых контуров схемы замещения и направления их обхода.

5. На основе геометрии, электрических и магнитных параметрах материала рамы определяются полные сопротивления ветвей схемы замещения.

6. Составляется система топологических и компонентных уравнений для графа рамочной конструкции и определяются токи независимых контуров.

7. Определяются косинусные и синусные составляющие токов контуров рамочной конструкции.

8. Рассчитываются значения компонент проекций векторов площадей для каждой ветви М-схемы

рамочной конструкции.

9. В соответствии с правилами преобразования М-схем определяются проекции векторов площадей независимых контуров рамочной конструкции.

10. По соотношению (20) рассчитываются косинусные и синусные составляющие проекций векторов магнитного момента электротехнического устройства.

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Разработан приближенный метод определения магнитного момента рамочной конструкции электротехнического устройства. Метод основан на составлении электрической схемы замещения (графа) этой конструкции, определении ее токов исходя из значений ЭДС взаимной индукции и сопротивлений ее ветвей, и суммировании магнитных моментов независимых контуров схемы раздельно для косинусных и синусных составляющих токов.

2. Получено аналитическое соотношение для коэффициента взаимной индуктивности двух прямолинейных параллельных отрезков, моделирующих участки рамочной конструкции и токового контура силовой цепи электротехнического устройства. Соотношение позволяет упростить расчет коэффициентов взаимной индуктивности контуров, так как интегрирование по их длинам сводится к простому суммированию коэффициентов параллельных отрезков.

3. Сформулированы три правила, определяющих величины коэффициентов взаимной индуктивности параллельных отрезков и особенности определения ЭДС ветвей с учетом направлений токов силовой цепи. Правила позволяют формализовать процесс определения ЭДС взаимной индукции ветвей схемы.

4. Предложенный приближенный метод может быть положен в основу точных методов анализа магнитного момента и внешнего магнитного поля электротехнических устройств с учетом рамочной конструкции для повышения эффективности средств их снижения (компенсации) при решении проблемы электромагнитной совместимости.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Князев В.В. Директива по электромагнитной совместимости установила новые требования Евросоюза к качеству технических средств. – Мир техники и технологий. – 2005. – № 1(39). – С. 46-49.
- [2] Клименко Б.В., Луников В.С., Выровец С.В., Крюкова Н.В., Гелярговская О.А. Анализ магнитного момента трехфазных цепей // Электротехника і електромеханіка. – 2002. – № 1. – С. 28-36.
- [3] Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 488 с.
- [4] Луников В.С. Структурный анализ магнитного момента тока электрических цепей // Технічна електродинаміка. – 1999. – № 4. – С. 9-16.
- [5] Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров)/Перев. со второго американского перераб. изд. – М.: Наука, 1974. – 832 с.
- [6] Сигорский В.П. Математический аппарат инженера. – К.: Техніка, 1975. – 768 с.
- [7] Rittal Product Overview. – Kiev: Advanced Network Technology. – 2004. – 87 p.
- [8] Луников В.С. Структурный анализ Анализ магнитного момента тока электрических цепей // Технічна електродинаміка. – 1999. – №4. – С. 9-16.

Поступила 11.03.2005

## ПОГРЕШНОСТИ ТРЁХПАРАМЕТРОВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ДВУХЧАСТОТНЫМ КОНТАКТНЫМ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ МЕТОДОМ

Себко В.П., д.т.н., проф.; Жулидов А.О., Филоненко Д.В.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Приборы и методы неразрушающего контроля" тел. (057) 707-63-80, E-mail: sebko@kpi.kharkov.ua, zhulidov@kpi.kharkov.ua.

*Розглянуто методику спільного визначення магнітної проникності  $\mu_r$ , питомої електричної провідності  $\sigma$  і радіуса  $a$  циліндричного провідного виробу контактним електромагнітним методом. Спочатку по заданих величинах  $\mu_r$ ,  $\sigma$  і  $a$  знаходять компоненти сигналу перетворювача, потім у ці компоненти вводяться апаратні похибки вимірів і виходять умовно обмірювані компоненти сигналу, по яких визначають умовно обмірювані значення  $\mu_{ry}$ ,  $\sigma_y$  і  $a_y$ . Після чого похибки вимірів знаходять по відхиленню параметрів  $\mu_{ry}$ ,  $\sigma_y$  і  $a_y$  від заданих величин  $\mu_r$ ,  $\sigma$  і  $a$ .*

*Рассмотрена методика совместного определения магнитной проницаемости  $\mu_r$ , удельной электрической проводимости  $\sigma$  и радиуса  $a$  цилиндрического проводящего изделия контактными электромагнитным методом. По заданным величинам  $\mu_r$ ,  $\sigma$  и  $a$  находят компоненты сигнала преобразователя, потом в эти компоненты вводятся аппаратные погрешности измерений и выходят условно измеренные компоненты сигнала, по которым определяют условно измеренные значения  $\mu_{ry}$ ,  $\sigma_y$  и  $a_y$  и погрешности измерений.*

К настоящему времени трёхпараметровый контроль цилиндрического и плоского изделий был рассмотрен в работах [1, 2]. В [2] были получены соотношения для определения по результатам эксперимента величин магнитной проницаемости  $\mu_r$ , удельной электрической проводимости  $\sigma$  и радиуса  $a$  цилиндрического изделия. Однако, поскольку соотношения, универсальные функции преобразования и алгоритм измерительных и расчётных операций является достаточно сложными, то для определения относительных значений погрешностей совместного измерения величин  $\mu_r$ ,  $\sigma$  и  $a$  цилиндрического изделия контактными электромагнитным методом весьма затруднено применение методики оценки погрешностей косвенных и совокупных измерений параметров изделий.

В данном случае необходимо создать методику расчёта относительных погрешностей измерений трёх параметров цилиндрического изделия с помощью контактного электромагнитного преобразователя КОНЭМП. Для этого на первом этапе методика предполагает решение прямой задачи контроля цилиндрического изделия, которая формируется так. По заданным значениям цилиндрического изделия и параметров КОНЭМП находят компоненты сигнала преобразователя. Затем в эти расчётные компоненты сигнала вводятся аппаратные погрешности измерительных приборов, включенных в схему с КОНЭМП и получают так называемые условно измеренные компоненты сигнала КОНЭМП. После этого решают обратную задачу, заключающуюся в том, что по условно измеренным компонентам сигнала преобразователя используя трёхпараметровый двухчастотный метод, описанный в [2], рассчитывают значения условно измеренных величин  $\mu_{ry}$ ,  $\sigma_y$  и  $a_y$ . Путём сравнения последних параметров изделия с заданными теми же параметрами, т.е.  $\mu_r$ ,  $\sigma$  и  $a$  находят погрешности измерения  $\mu_{ry}$ ,  $\sigma_y$  и  $a_y$ .

Рассмотрим последовательность расчётных операций решения прямой задачи. Пусть заданы следующие параметры изделия и КОНЭМП, т.е.  $a$ ,  $\mu_r$ ,  $\sigma$ ,

значения обобщённых параметров  $x_1$  и  $x_2$ , соответствующих частотам  $f_1$  и  $f_2$  изменения намагничивающего тока  $I$ , который протекает вдоль цилиндрического стержня радиуса  $a$ , внутренняя индуктивность стержня  $\mu_r \cdot L_0$

$$\mu_r \cdot L_0 = \frac{\mu_0 \cdot l}{8\pi} \cdot \mu_r, \quad (1)$$

где  $\mu_0$  – магнитная постоянная  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м;  $l$  – длина стержня;  $R_0$  – сопротивление изделия постоянному току, т.е. при частоте  $f=0$ .

Имея указанные заданные параметры, рассчитывают значения частот  $f_1$  и  $f_2$  изменения тока по формулам вида

$$f_1 = \frac{x_1^2}{2\pi \cdot a^2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \sigma}; \quad (2)$$

$$f_2 = \frac{x_2^2}{2\pi \cdot a^2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \sigma}. \quad (3)$$

Далее, воспользовавшись универсальными зависимостями нормированных параметров электрического сопротивления  $R_{in}$  стержня и внутренней индуктивности  $L_{in}$  его (см. работу [2]) от обобщённого параметра  $x$ , найдём по значениям  $x_1$  и  $x_2$  величины  $R_{in1}$ ,  $R_{in2}$ ,  $L_{in1}$  и  $L_{in2}$ . После этого определим величины электрических сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$  стержня на частотах  $f_1$  и  $f_2$ , соответственно, т.е.

$$R_1 = R_{in1} \cdot R_0; \quad (4)$$

$$R_2 = R_{in2} \cdot R_0. \quad (5)$$

Затем определим внутренние индуктивности стержня  $L_{i1}$  и  $L_{i2}$  для частот  $f_1$  и  $f_2$  по формулам

$$L_{i1} = L_{in1} \cdot \mu_r \cdot L_0; \quad (6)$$

$$L_{i2} = L_{in2} \cdot \mu_r \cdot L_0, \quad (7)$$

после этого в итоге находят суммарные индуктивности  $L_1$  и  $L_2$  изделия по формулам

$$L_1 = L_{i1} + L_e; \quad (8)$$

$$L_2 = L_{i2} + L_e, \quad (9)$$



где  $L_e$  – внешняя индуктивность стержня, которая рассчитывается по формуле [3]

$$L_e = \frac{\mu_0 \cdot l}{2\pi} \cdot \left( \ln \frac{2 \cdot l}{a} - 1 \right). \quad (10)$$

Таким образом, в результате решения прямой задачи, находят компоненты сигнала преобразователя, т.е. величины  $R_1, R_2, L_1$  и  $L_2$ . В эксперименте эти величины получены на  $R, L$  мосту переменного тока. Теперь при решении обратной задачи введём в параметры  $R_1, R_2, L_1$  и  $L_2$  аппаратные относительные погрешности  $\gamma_R$  и  $\gamma_L$ . При этом получают условно измеренные величины  $R_{1y}, R_{2y}, L_{1y}$  и  $L_{2y}$ , т.е.

$$R_{1y} = R_1 + \gamma_R \cdot R_1; \quad (11)$$

$$R_{2y} = R_2 - \gamma_R \cdot R_2; \quad (12)$$

$$L_{1y} = L_1 + \gamma_L \cdot L_1; \quad (13)$$

$$L_{2y} = L_2 - \gamma_L \cdot L_2. \quad (14)$$

Определяют условно измеренные значения  $R_{1ny}$  и  $R_{2ny}$

$$R_{1ny} = \frac{R_{1y}}{R_0}; \quad (15)$$

$$R_{2ny} = \frac{R_{2y}}{R_0}. \quad (16)$$

По зависимости  $R_{1n}$  и  $R_{2n}$  от  $x$  (табл. 1) [2] находят обобщённые условно измеренные параметры  $x_{y1}, x_{y2}$  по которым, пользуясь зависимостью  $L_{in}$  от  $x$  (табл. 1) [2], определяют две нормированные внутренние условно измеренные индуктивности  $L_{in1y}$  и  $L_{in2y}$  (при  $x_{1y}$  и  $x_{2y}$ ). Для определения  $x_{1y}$  и  $x_{2y}$ , а также  $L_{in1y}$  и  $L_{in2y}$  применяют линейную интерполяцию на основании табл. 1 [2].

Затем находим значения внутренних индуктивностей (условно измеренных)  $L_{i1y}$  и  $L_{i2y}$ , как

$$L_{i1y} = L_{in1y} \cdot \mu_{ry} \cdot L_0; \quad (17)$$

$$L_{i2y} = L_{in2y} \cdot \mu_{ry} \cdot L_0, \quad (18)$$

здесь условно измеренная относительная величина магнитной проницаемости находится по формуле

$$\mu_r = \frac{L_{2y} - L_{1y}}{(L_{in2y} - L_{in1y}) \cdot L_0}. \quad (19)$$

Далее определяют значения условно измеренных внешних индуктивностей  $L_{e1}$  и  $L_{e2}$  по формулам

$$L_{e1y} = \Delta L_{e1y} = L_{1y} - L_{i1y}; \quad (20)$$

$$L_{e2y} = \Delta L_{e2y} = L_{2y} - L_{i2y}. \quad (21)$$

После этого находят два значения условно измеренных радиусов  $a_{1y}$  и  $a_{2y}$  (с учётом (10) и (20), (21)) по формулам вида

$$a_{1y} = \frac{2 \cdot l}{e^{\frac{2\pi \cdot \Delta L_{e1y}}{\mu_0 \cdot l}} + 1}; \quad (22)$$

$$a_{2y} = \frac{2 \cdot l}{e^{\frac{2\pi \cdot \Delta L_{e2y}}{\mu_0 \cdot l}} + 1}, \quad (23)$$

где  $e$  – основание натуральных логарифмов.

И, наконец, зная величины параметров  $\mu_r, a_{1y}$  и

$a_{2y}$ , рассчитывают два значения условно измеренных электрических параметров  $\sigma_{1y}$  и  $\sigma_{2y}$  с учётом (2) и (3) по формулам

$$\sigma_{1y} = \frac{x_{1y}^2}{2\pi \cdot a_{1y}^2 \cdot f_1 \cdot \mu_0 \cdot \mu_{ry}}; \quad (24)$$

$$\sigma_{2y} = \frac{x_{2y}^2}{2\pi \cdot a_{2y}^2 \cdot f_2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_{ry}}. \quad (25)$$

После всего этого находят относительные погрешности определения условно измеренных значений  $\mu_{ry}, a_{1y}, a_{2y}, \sigma_{1y}$  и  $\sigma_{2y}$  по формулам

$$\gamma_{\mu_{ry}} = \frac{\mu_{ry} - \mu_r}{\mu_r} \cdot 100\%. \quad (26)$$

Относительные погрешности  $\gamma_{a1y}$  и  $\gamma_{a2y}$  определения радиусов  $a_{1y}$  и  $a_{2y}$  вычисляют по формулам

$$\gamma_{a1y} = \frac{a_{1y} - a}{a} \cdot 100\%; \quad (27)$$

$$\gamma_{a2y} = \frac{a_{2y} - a}{a} \cdot 100\%. \quad (28)$$

Относительные погрешности  $\gamma_{\sigma1y}$  и  $\gamma_{\sigma2y}$  определения условно измеренных параметров  $\sigma_{1y}$  и  $\sigma_{2y}$  находят по формулам

$$\gamma_{\sigma1y} = \frac{\sigma_{1y} - \sigma}{\sigma} \cdot 100\%; \quad (29)$$

$$\gamma_{\sigma2y} = \frac{\sigma_{2y} - \sigma}{\sigma} \cdot 100\%. \quad (30)$$

В (26)-(30)  $\mu_r, a$  и  $\sigma$  – заданные величины в исходных параметрах к прямой задаче. Имеет находить средние относительные значения погрешностей определения условно измеренных величин  $a_{cp}$  и  $\sigma_{cp}$ , как

$$\gamma_{a_{cp}} = \frac{\gamma_{a1y} + \gamma_{a2y}}{2}; \quad (31)$$

$$\gamma_{\sigma_{cp}} = \frac{\gamma_{\sigma1y} + \gamma_{\sigma2y}}{2}. \quad (32)$$

Все эти операции вычислений прямой и обратной задач выполняются для разных пар значений  $x$ -ов (например  $x_1$  и  $x_2; x_2$  и  $x_3; x_3$  и  $x_4$  и т.д.), а затем результаты расчётов были сведены в табл. 1. По данным таблицы построены графики зависимостей (рис.1, 2)  $\gamma_{\mu_{ry}}$  от  $x_y; \gamma_{a_{cp}}$  и  $\gamma_{\sigma_{cp}}$  от  $x_y$  (при этом на оси абсцисс откладывают значения  $x_1$ , затем  $x_2$ ; затем  $x_3$  и т.д. Индекс "cp" означает среднее значение.

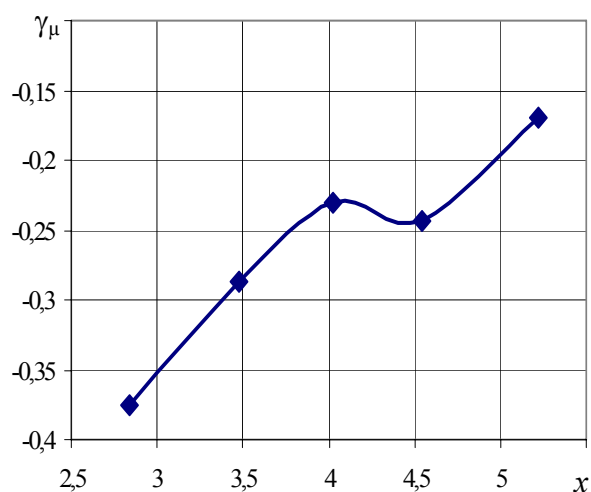
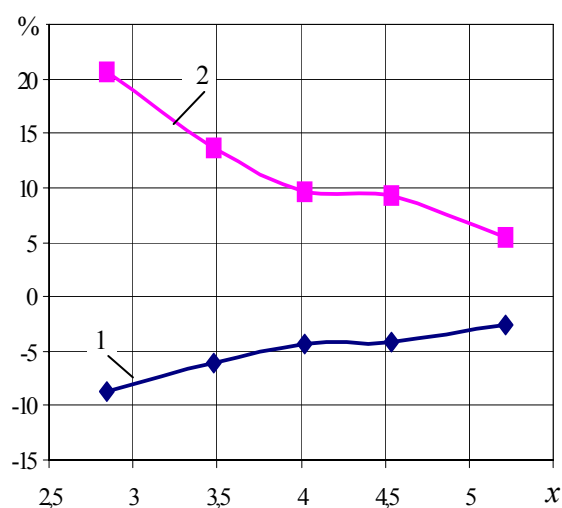
Из данных табл. 1 и графиков рис. 2 и 3 следует, что рациональный по погрешностям режим работы трёхпараметрового КОНЭМП наступает в диапазоне изменения  $x$  от 5,2 до 6,1. При этом относительные погрешности измерения величин  $\mu_{ry}, \sigma_y$  и  $a_y$  изменяются в пределах по модулю (0,170 ÷ 0,243)%; (5,40 ÷ 9,2)% и (2,5 ÷ 4,2)%. Самая большая погрешность возникает при измерении величины  $\sigma$ .

Результаты расчёта погрешностей определения параметров  $\mu_r$ ,  $\sigma$  и  $a$ 

$x$	$f$ , Гц	$R_{н}$ , Ом	$L_{ин}$ , Гц	$R$ , Ом	$L_i \cdot 10^{-6}$ , Гн	$R_y$ , Ом	$x_y$
2,84	675,3852	1,2686	0,8686	0,0115	5,2551	1,2692	2,8421
3,48	1014,0827	1,4851	0,7686	0,0135	4,64996	1,4844	3,4780
3,48	1014,0827	1,4851	0,7686	0,0135	4,64996	1,4859	3,4820
4,02	1353,2156	1,6857	0,6832	0,0153	4,13323	1,6849	4,0177
4,02	1353,2156	1,6857	0,6832	0,0153	4,1332	1,6865	4,0223
4,54	1725,9436	1,8777	0,6104	0,0171	3,6928	1,8767	4,5374
4,54	1725,9436	1,8777	0,6104	0,0171	3,69275	1,8786	4,5426
4,98	2076,6991	2,0360	0,5581	0,0185	3,37633	2,0349	4,9771
5,22	2281,6861	2,1209	0,5330	0,0193	3,22454	2,1220	5,2230
6,10	3115,8357	2,4288	0,4577	0,0221	2,76902	2,4276	6,0965

Продолжение таблицы 1

$x$	$L_{ин}$ , Гн	$\mu_{ry}$	$a_y$ , мм	$\sigma_y \cdot 10^6$ , См/м	$\gamma \cdot \mu_{ry}$ , %	$\gamma \cdot \sigma_{ср y}$ , %	$\gamma \cdot a_{ср y}$ , %
2,84	0,8683	120,5466	2,281	2,41462	-0,375	20,571	-8,751
3,48	0,7689		2,281	2,40823			
3,48	0,7683	120,6525	2,349	2,27470	-0,287	13,605	-6,042
4,02	0,6835		2,349	2,26948			
4,02	0,6828	120,7218	2,391	2,19385	-0,230	9,569	-4,357
4,54	0,6107		2,391	2,18890			
4,54	0,6100	120,7060	2,395	2,18637	-0,243	9,194	-4,186
4,98	0,5584		2,395	2,18138			
5,22	0,5327	120,7945	2,437	2,11046	-0,170	5,402	-2,513
6,10	0,4579		2,437	2,10562			

Рис. 1. Зависимость погрешности  $\gamma_{\mu r y}$  в зависимости от значений величины  $x$ Рис. 2. Зависимости погрешностей  $\gamma_{\sigma_{ср y}}$  (1) и  $\gamma_{a_{ср y}}$  (2) от значений величины  $x$ 

Это связано с тем, что погрешности измерения параметра  $\sigma$  включают в себя величины погрешностей определения  $a_y$  и  $\mu_{ry}$  (см. (24) и (25)).

Приведём конкретный пример расчёта относительных погрешностей условно измеренных величин  $\mu_{ry}$ ,  $a_{ср y}$  и  $\sigma_{ср y}$ . Пусть заданы значения параметров стержня и КОНЭМП. При этом  $x_1=5,22$ ;  $x_2=6,1$ ;

$a=2,5 \cdot 10^{-3}$  мм;  $\mu_r=121$ ;  $\sigma=0,2 \cdot 10^7$  См/м; ток  $I=0,7$  А;  $R_0=0,0091$  Ом;  $L_0=0,5 \cdot 10^7$  Гн;  $l=1,0$ , материал образца СТ9Ч18.

Определим частоты изменения тока по (2) и (3) (прямая задача);  $f_1=2281,6$  Гц;  $f_2=3115,835738$  Гц. Используя зависимость  $R_{н}$  и  $L_{ин}$  от  $x$  (см. табл. 1 [2]), найдём  $R_{н1}=2,120927$  (для  $x_1$ )  $R_{н2}=1,488012$  (для  $x_2$ ).

После этого по формулам (4) и (5) при известном  $R_0=0,0091$  Ом определим  $R_1=19,30044 \cdot 10^{-3}$  Ом;  $R_2=22,102364 \cdot 10^{-3}$  Ом. А по формулам (6) и (7) с учётом того, что  $L_0=0,5 \cdot 10^{-7}$  Гн и  $\mu_r=121$  найдём, что  $L_{i1}=3,224 \cdot 10^{-6}$  Гн,  $L_{L2}=2,769 \cdot 10^{-6}$  Гн. Исходя из (10) найдём значения внешней индуктивности  $L_e=1,14 \cdot 10^{-6}$  Гн. Тогда определим, что  $L_1=4,361 \cdot 10^{-6}$  Гн, а  $L_2=3,905 \cdot 10^{-6}$  Гн. При решении обратной задачи введём относительные погрешности  $\gamma_R$  и  $\gamma_L$ , равные 0,05 % и 0,05 %, соответственно. Тогда по формулам (11)-(14) получим  $R_{1y}=19,31 \cdot 10^{-3}$  Ом;  $R_{2y}=22,091 \cdot 10^{-3}$  Ом;  $L_{1y}=4,359 \cdot 10^{-6}$  Гн;  $L_{2y}=3,908 \cdot 10^{-6}$  Гн. Затем по (15) и (16) определим значения  $R_{1ny}=2,122$ ;  $R_{2ny}=2,428$ . После этого, используя табл. [2], т.е. зависимость  $R_n=f(x)$  и  $L_n=f(x)$  найдём параметры  $x_y$  и  $L_{iny}$  для двух частот, т.е.  $x_{1y}=5,223$ ;  $x_{2y}=6,096$  и  $L_{iny1}=0,533$ ;  $L_{iny2}=0,767$ . Величину  $\mu_r$  найдём по (19), т.е.  $\mu_{ry}=120,794$ . Далее по (20) и (21) рассчитаем  $L_{e1}=\Delta L_{e1}$  и  $L_{e2}=\Delta L_{e2}$ . Тогда  $\Delta L_{e1}=1,142 \cdot 10^{-6}$  Гн; а  $\Delta L_{e2}=1,142 \cdot 10^{-6}$  Гн. Затем по (22) и (23) рассчитаем численные значения  $a_{1y}=2,437 \cdot 10^{-3}$  м и  $a_{2y}=2,437 \cdot 10^{-3}$  м. И, наконец, вычислим параметры  $\sigma_{1y}$  и  $\sigma_{2y}$ , при этом исходя из (24) и (25) имеем  $\sigma_{1y}=2,110 \cdot 10^6$  См/м;  $\sigma_{2y}=2,106 \cdot 10^6$  См/м. В таком случае относительные погрешности  $\gamma_{\mu ry}=-0,17$  %;  $\gamma_{a1y}=-2,51$  %;  $\gamma_{\sigma 1y}=-2,51$  % (26)-(30). Используя (31) и (32) найдём, что  $\gamma_{aсry}=-2,51$  %, а  $\gamma_{\sigma сry}=5,40$  %.

На рис. 3 показана мостовая схема включения КОНЭМП для измерения параметров изделия.

Схема содержит образец (изделие), представленный на рис. 3 как электрическое сопротивление  $R$  и внутренняя индуктивность  $L_i$ , регулировочное сопротивление  $R_p$  и индуктивность  $L_p$ , ограничительное сопротивление  $R_{огр}$ , сопротивления моста  $R_2$  и  $R_3$ , генератор  $\Gamma$  синусоидальных сигналов и частотомер  $\text{Ч}$ .

Для уравнивания моста используются сопротивления  $R_2$  и  $R_3$ . Сопротивление  $R_{огр}$  служит для ограничения тока в цепи нуль-индикатора. Частотомер предназначен для определения частоты тока  $I$ , сила которого измеряется амперметром  $A$ .

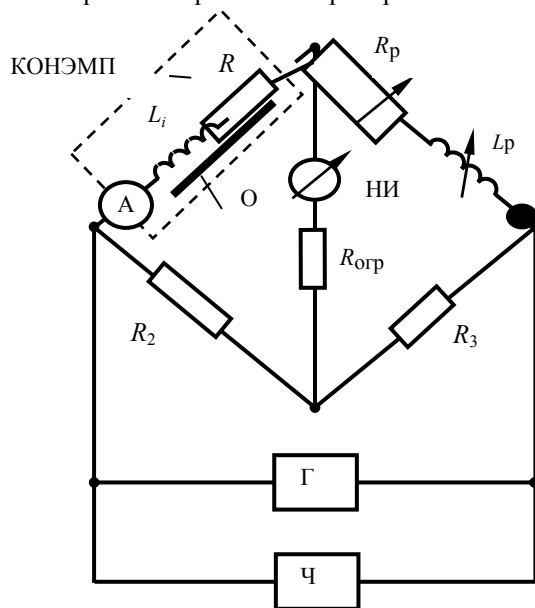


Рис. 3. Схема включения КОНЭМП

Таким образом, рассмотрена методика совместного определения магнитной проницаемости  $\mu_r$ , удельной электрической проводимости  $\sigma$  и радиуса  $a$  цилиндрического проводящего изделия контактным электромагнитным методом. Методика состоит в том, что сначала по заданным величинам  $\mu_r$ ,  $\sigma$  и  $a$  находят компоненты сигнала преобразователя, затем в эти компоненты вводятся аппаратные погрешности измерений и получаются условно измеренные компоненты сигнала, по которым определяют условно измеренные значения  $\mu_{ry}$ ,  $\sigma_y$  и  $a_y$ . После чего погрешности измерений находят по отклонению параметров  $\mu_{ry}$ ,  $\sigma_y$  и  $a_y$  от заданных величин  $\mu_r$ ,  $\sigma$  и  $a$ .

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Себко В.П., Сиренко Н.Н. Трёхпараметровый контроль цилиндрических изделий. – Дефектоскопия. 1991, № 7. – с. 36-42.
- [2] Себко В.П., Филоненко Д.В. Трёхпараметровый контактный электромагнитный преобразователь. – Технічна електродинаміка.: Тематичний випуск, 2004, ч.1.-с.53-56.
- [3] Калантаров П.Л., Вейтлин Л.А. Расчёт индуктивностей. Справочная книга. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 488с.

Поступила 29.10.2004

## К РАСЧЕТУ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ ПРОВОДЯЩЕГО СТЕРЖНЯ С ПРОДОЛЬНЫМ ТОКОМ

Себко В.П., д.т.н., проф., Пушай И.А.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Приборы и методы неразрушающего контроля"

Тел. (057) 707-63-80, факс (057) 707-66-02, E-mail: sebko@kpi.kharkov.ua.

*Розглянуто методику розрахунку електромагнітних параметрів ферромагнітного циліндричного стержня із позовжнім змінним струмом, кінцевої частоти. Отримано вираження для визначення активного опору стержня, сумарної й внутрішньої індуктивності, а також спадання напруги на кінцях стержня й фазового кута зрушення між цим спаданням напруги й позовжнім струмом у стержні (при наявності компенсації зовнішньої індуктивності).*

*Рассмотрена методика расчета электромагнитных параметров ферромагнитного цилиндрического стержня с продольным переменным током, конечной частоты. Получены выражения для определения активного сопротивления стержня, суммарной и внутренней индуктивности, а также падения напряжения на концах стержня и фазового угла сдвига между этим падением напряжения и продольным током в стержне (при наличии компенсации внешней индуктивности).*

К настоящему времени в ряде работ был описан контактный электромагнитный преобразователь для определения магнитных параметров и характеристик ферромагнитного цилиндрического стержня с продольным током [1–3]. Эти работы имели отношение к экспериментальному определению магнитных характеристик, к созданию методики расчета погрешностей измерения магнитных параметров и к определению квазиоднородных характеристик стержня с током. Однако оставался не выясненный вопрос о разработке методики расчета электромагнитных параметров стержня с продольным током.

В настоящей работе рассмотрена методика расчета электрических и магнитных параметров ферромагнитного цилиндрического стержня, по которому протекает продольный переменный ток.

В работе [4] приведены графические и табличные зависимости электрического нормированного сопротивления  $R_n$  и нормированной внутренней индуктивности  $L_{in}$  от обобщенного параметра  $x$ . Приведем здесь эти табличные параметры при различных значениях  $x$  (см. табл. 1).

Параметр  $x$  измеряется от 0,2 до 9,6 с шагом 0,2. Алгоритм расчетных процедур следующий. Задаются сначала величиной  $x$ , которая выражается формулой

$$x = a \cdot \sqrt{\frac{2\pi \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot f}{\rho}}, \quad (1)$$

где  $\mu_0$  – магнитная постоянная,  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м;  $\mu_r$  и  $\rho$  – относительная магнитная проницаемость и удельное электрическое сопротивление стержня;  $f$  – частота изменения тока в стержне;  $a$  – его радиус.

Затем задаются значениями  $a$ ;  $\mu_r$ ;  $\rho$ , тока  $I$ , длины  $l$  стержня (значения  $\mu_r$  и  $\rho$  берутся при нормальной температуре стержня, т.е. при 20°C).

После этого на основании (1) находят значение  $f$  по формуле

$$f = \frac{x^2 \cdot \rho}{2\pi \cdot a^2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}. \quad (2)$$

Таблица 1  
Зависимости параметров  $R_n$  и  $L_{in}$  от  $x$

$x$	$R_n$	$L_{in}$	$x$	$R_n$	$L_{in}$
0,2	1,0000085	0,9999958	5	2,0430805	0,5558596
0,4	1,0001347	0,9999327	5,2	2,1138828	0,5349568
0,6	1,0006791	0,9996604	5,4	2,1842315	0,5155657
0,8	1,0021404	0,9989299	5,6	2,2542759	0,4975512
1	1,0052074	0,9973972	5,8	2,3241446	0,4807808
1,2	1,0107430	0,9946324	6	2,3939385	0,4651299
1,4	1,0197491	0,9901386	6,2	2,4637304	0,4504857
1,6	1,0333095	0,9833831	6,4	2,5335678	0,4367483
1,8	1,0525054	0,9738424	6,6	2,6034768	0,4238298
2	1,0783055	0,9610626	6,8	2,6734678	0,4116542
2,2	1,1114428	0,9447247	7	2,7435404	0,4001553
2,4	1,1522980	0,9247080	7,2	2,8136871	0,3892756
2,6	1,2008186	0,9011327	7,4	2,8838974	0,3789649
2,8	1,2564961	0,8743704	7,6	2,9541596	0,3691789
3	1,3184180	0,8450145	7,8	3,0244628	0,3598786
3,2	1,3853844	0,8138140	8	3,0947974	0,3510288
3,4	1,4560642	0,7815862	8,2	3,1651558	0,3425981
3,6	1,5291554	0,7491267	8,4	3,2355323	0,3345580
3,8	1,6035155	0,7171356	8,6	3,3059229	0,3268825
4	1,6782422	0,6861713	8,8	3,3763249	0,3195479
4,2	1,7527019	0,6566324	9	3,4467369	0,3125322
4,4	1,8265139	0,6287648	9,2	3,5171579	0,3058156
4,6	1,8995078	0,6026831	9,4	3,5875876	0,2993796
4,8	1,9716683	0,5784007	9,6	3,6580259	0,2932072

Затем определяют сопротивление  $R_0$  стержня по постоянному току, т.е. при  $f = 0$  по формуле

$$R_0 = \rho \cdot \frac{l}{S}, \quad (3)$$

где  $S$  – площадь поперечного сечения стержня ( $l$ ).

Далее находят электрическое сопротивление  $R$  стержня при частоте  $f > 0$  по формуле

$$R = R_n \cdot R_0, \quad (4)$$

где  $R_n$  определяется по табл. 1 для заданного  $x$  (см. зависимость  $R_n$  от  $x$ ).

Для того же значения  $x$ , пользуясь зависимостью  $L_{in}$  от  $x$ , находят значение  $L_{in}$ , а по нему определяют величину внутренней индуктивности  $L$ , исходя из соотношения

$$L = L_i + L_e, \quad (5)$$

где  $L_e$  – внешняя индуктивность стержня, обусловленная магнитным потоком вне стержня.

Величину  $L_e$  определяют по формуле [5]

$$L_e = \frac{\mu_0 \cdot l}{2\pi} \cdot \left( \ln \frac{2 \cdot l}{a} - 1 \right). \quad (8)$$

На практике пользуются величиной  $L_i$ , т.к. параметр  $L_e$  можно скомпенсировать компенсирующей емкостью  $C_k$ , которая включается последовательно с суммарной индуктивностью и рассчитывается по формуле

$$C_k = \frac{1}{\omega^2 \cdot L_e}. \quad (9)$$

где  $\omega$  – циклическая частота,  $\omega = 2\pi f$ .

Величину  $L_e$  можно скомпенсировать в мостовой схеме, если исследуемый образец включен в одно плечо моста, а в смежное плечо подсоединяется наряду с регулировочной индуктивностью еще и индуктивность  $L_e$ .

Будем находить напряжение на стержне  $U_{пк}$  при наличии компенсации

$$U_{пк} = \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L_i)^2} \cdot I. \quad (10)$$

А фазовый угол  $\varphi_k$  сдвига между  $I$  и  $U_{пк}$  рассчитываем по формуле

$$\operatorname{tg} \varphi_k = \frac{\omega \cdot L_i}{R}. \quad (11)$$

Если отсутствует компенсация, то напряжение на концах стержня определим, исходя из соотношения

$$U_{п} = \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2} \cdot I. \quad (12)$$

А фазовый угол между  $I$  и  $U_{п}$  определяем из выражения

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega \cdot L}{R}. \quad (13)$$

Приведем численный пример расчета параметров  $R$ ,  $L_i$ ,  $L_e$ ,  $L$ ,  $U_{пк}$ ,  $\varphi_k$ ,  $U_{п}$  и  $\varphi$ .

Исходные данные: материал стержня – никель;  $l = 40 \cdot 10^{-3}$  м;  $a = 0,5 \cdot 10^{-3}$  м;  $\rho = 8 \cdot 10^{-8}$  Ом·м;  $\mu_r = 500$ ;  $I = 0,7$  А;  $x = 1$ .

Рассчитаем электромагнитные параметры стержня, значение частоты  $f = 81$  Гц при  $x = 1$  (см. (2))

Потом по (3) найдем что  $R_0 = 4,07 \cdot 10^{-3}$  Ом; при  $x = 1$   $R_{п} = 1,005207$ , тогда по формуле (4) рассчитаем значение  $R = 4,09 \cdot 10^{-3}$  Ом. По значению  $x = 1$  и данным табл. 1 найдем численное значение  $L_{ин} = 0,997397$ , а затем по выражению (5) рассчитаем величину  $L_i$  при  $\mu_r = 500$  и  $L_0 = 0,2 \cdot 10^{-8}$  Гн, при этом  $L_i = 9,97 \cdot 10^{-7}$  м. После этого рассчитаем значение суммарной индуктивности по формуле (7), т.е.  $L = 9,97 \cdot 10^{-7} + 0,326 \cdot 10^{-7} = 10,296 \cdot 10^{-7}$  Гн, где  $L_e = 0,326 \cdot 10^{-7}$  Гн (см. формулу (8)). Далее в случае компенсации определим  $U_{пк}$  по формуле (10), т.е.  $U_{пк} = 2,88 \cdot 10^{-3}$  В, при  $\omega = 509$  1/с. Значение тангенса угла  $\operatorname{tg} \varphi_k$  найдем по формуле (11), т.е. в численном виде  $\operatorname{tg} \varphi_k = 0,12$  ( $\varphi_k = 7,07$  град.).

Если не использовать компенсацию внешней индуктивности  $L_e$ , то суммарное напряжение на концах

стержня, найденное по (12), имеет численное значение  $U_{п} = 2,89 \cdot 10^{-3}$  В, а фазовый угол  $\varphi$  между напряжением  $U_{п}$  и током  $I$  в отсутствие компенсации, рассчитанное по (13), выражается числом 7,3 град.

Таким образом, в работе рассмотрена методика расчета электромагнитных параметров прямолинейного ферромагнитного цилиндрического стержня с продольным переменным электрическим током. Определены такие параметры, как активное сопротивление стержня при заданной частоте тока, внутренней и внешней индуктивностей стержня, падения напряжения на концах стержня и угол сдвига по фазе между током и этим напряжением при наличии компенсации внешней индуктивности, а также суммарное напряжение на концах стержня и фазовый угол сдвига этого напряжения. Использование на практике этой методики позволяет определить пределы изменения сигналов преобразователя, соответствующих диапазонам изменения заданных параметров (магнитных, электрических, геометрических), найти частотный диапазон тока, подобрать измерительную аппаратуру, найти погрешности измерения компонентов сигнала преобразователя.

Разработанная методика основана на том, что задаются магнитными, электрическими и геометрическими параметрами стержня, а также обобщенным параметром, который поддерживается постоянным в процессе расчета.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Себко В.П., Пушай И.А. Экспериментальное определение кривой намагничивания ферромагнитного цилиндрического стержня с продольным током. – Вестник Национального технического университета "ХПИ", 2004, вып. 22, С. 75 – 80.
- [2] Себко В.П., Пушай И.А. Определение квазиоднородных характеристик цилиндрического образца с продольным током. – Вестник Национального технического университета "ХПИ", 2003, т. 1, вып. 1, С. 15 – 20.
- [3] Себко В.П., Пушай И.А. Методики расчета погрешностей измерения магнитных характеристик цилиндрического стержня с продольным током. – Вестник Национального технического университета "ХПИ", 2003, т. 4, № 9. – С. 75 – 78.
- [4] Себко В.П., Титова Н.В., Епихин А.В. Определение погрешностей многопараметровых измерений контактным преобразователем. – Вестник Национального технического университета "ХПИ", 2004, № 42. – С. 110 – 117.
- [5] Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей. Справочная книга. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 488 с.

Поступила 16.03.2005

## ПОТЕНЦИАЛ ЭКОНОМИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ ЦЕХА ХИМВОДООЧИСТКИ ХАРЬКОВСКОЙ ТЭЦ-5

Вороновский Г.К., д.т.н., Покалицын С.Н., к.т.н., Орловский И.В.  
 ОАО "Харьковская ТЭЦ-5"  
 Украина, 62371, Харьковская обл., Дергачевский р-н, пос. Подворки  
 тел. (0572) 20-50-50

*Досліджено закономірності формування значень витрати електричної енергії цехом химводоочистки Харківської ТЭЦ-5 і обґрунтовані енергозберігаючі заходи, що дозволяють зменшити річну витрату електроенергії на власні потреби ТЭЦ на 1400 тис. кВтч.*

*Исследованы закономерности формирования значений расхода электрической энергии цехом химводоочистки Харьковской ТЭЦ-5 и обоснованы энергосберегающие мероприятия, позволяющие уменьшить годовой расход электроэнергии на собственные нужды ТЭЦ на 1400 тыс. кВтч.*

Цех химводоочистки (ХВО) – структурное подразделение предприятия с высоким потреблением электрической энергии, сжатого воздуха и воды. Другой особенностью названного структурного подразделения ТЭЦ-5 является наличие собственного товарного продукта – подпиточной (умягченной) воды для покрытия текущих потерь теплоносителя в системе отопления города.

Целью настоящей работы являлось оценка потенциала энергосбережения цеха ХВО и разработка мероприятий по снижению расхода электроэнергии на собственные нужды.

Относительная технологическая независимость ХВО позволяет рассматривать ХВО Харьковской ТЭЦ-5 как самостоятельное энергоемкое структурное подразделение с собственным производством. При этом, разумеется, далеко не безразличны затраты, в том числе и энергетические, которыми сопровождается производство товара необходимого количества и заданного качества, потребность в котором, как будет показано ниже, возрастает.

График изменения расходов воды для подпитки тепловой сети города в течение 2002 – 2004 гг. показан на рис. 1.

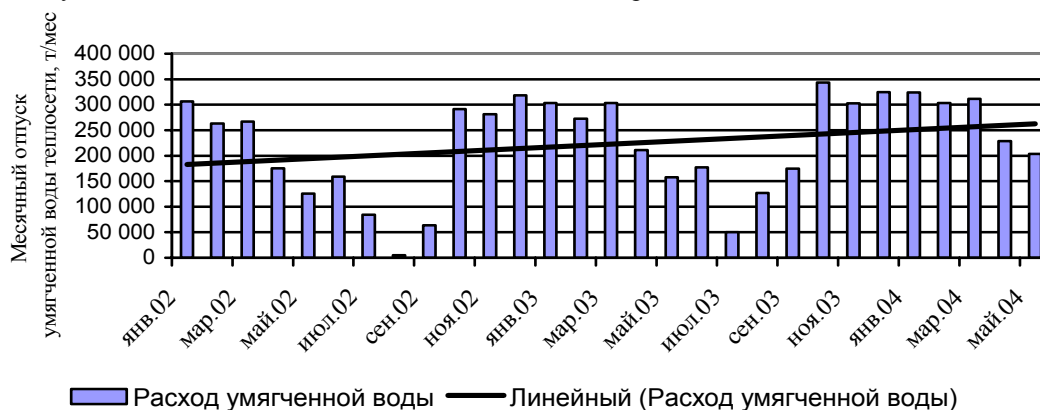


Рис 1. Изменение расхода умягченной воды в 2002 – 2004 гг

Как следует из рис. 1, изменение расхода воды для подпитки тепловой сети носит сезонный характер. Наблюдаются резкие снижения расходов (до семи кратного уменьшения по сравнению с зимним максимумом) в период весенних и осенних ремонтов.

Отдельно следует отметить, показанный линией тренда, рост среднего значения месячной подпитки в течение 2002 - 2004 гг. на 80 тыс. тонн. За счет увеличения месячной подпитки теплосети рост продаж подпиточной воды за 2002 -2004 гг для теплосети составил 44%.

Структура затрат ХВО на энергоносители при действующих значениях тарифов (май 2004 г.) показана на рис. 2.

В структуру затрат ХВО на энергоносители (см. рис. 2) не включена стоимость теплоэнергии. Это свя-

зано с тем, что данная энергия, в случае не использования ее цехом ХВО, будет сбрасываться через градирни в окружающую среду.

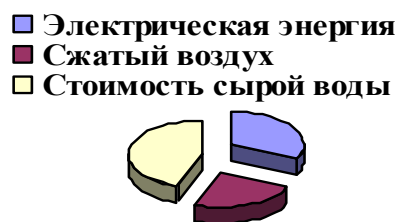


Рис. 2. Структура затрат на энергоносители в мае 2004 года

Расход тепловой энергии на подогрев сырой воды, отмывку фильтров очистки замасоченных стоков и потери при охлаждении грязного конденсата перед

автономной обессоливающей установкой (АОУ) в мае 2004 года, по нашим оценкам, составил 9121 Гкал.

В структуре затрат на энергоносители ведущее место занимают расходы на электрическую энергию.

Они составляют 56% общих затрат ХВО на энергию и воду. Распределение расходов электрической энергии установками ХВО показано на диаграмме, приведенной на рис. 3.

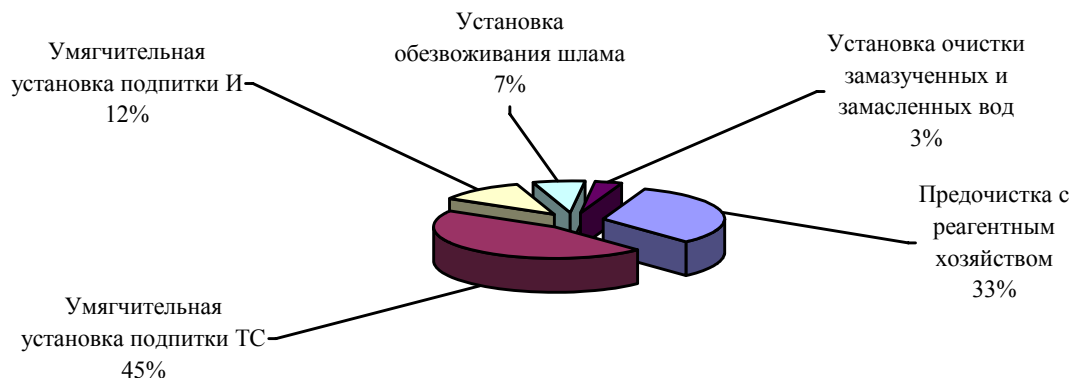


Рис. 3. Распределение расхода электроэнергии между установками ХВО (май 2004 г)

Среди статей расхода электрической энергии выделяется доля расхода электроэнергии, приходящаяся на получение сжатого воздуха высокого и низкого давления для технологических нужд ХВО (24% от общего расхода электроэнергии).

Основной вклад в формирование значения расхода электрической энергии по ХВО за любой период времени вносят мощные лопаточные машины – насосы для транспортировки воды и водных растворов. Среди них насосы умягченной воды (НУВ 1,2, 3,  $P_{ном} = 160$  кВт) и насосы подпитки тепловой сети осветленной водой (НОВТ 1,2,3,4,  $P_{ном} = 160$  кВт). Названные насосы относятся к агрегатам непрерывного действия.

Для технологических нужд ХВО используется также сжатый воздух низкого давления, источником которого являются нагнетатели воздушные центробежные НВЦ-1 и НВЦ-2 ( $P_{ном} = 800$  кВт) с рабочим напряжением 6 кВ, получающие энергию от сборных шин КРУ 6 кВ. Нагнетатели используются эпизодически, однако высокое значение мощности, потребляемой нагнетателем из сети (540 кВт), обуславливает, соответственно, высокие значения расходов электроэнергии.

Формально источники сжатого воздуха низкого давления в зону ответственности ХВО не входят, а относятся к оборудованию котельно-турбинного цеха (КТЦ), однако весь расход сжатого воздуха низкого давления, а соответственно, и расход электрической энергии по ним, следует относить на ХВО.

Сжатый воздух высокого давления от компрессорных установок К-1 ( $P_{ном} = 160$  кВт), К-2 и К-3 ( $P_{ном} = 160$  кВт каждого) имеет двойное назначение и около 80% его подачи используется ХВО. В такой же пропорции, во-видимому, должен о разниться между ХВО и иными потребителями сжатого воздуха высокого давления расход электрической энергии, связанный с выработкой сжатого воздуха высокого давления.

Электроприемники ХВО получают электроэнергию от блоков ТЭЦ через следующие силовые трансформаторы 1000 кВА собственных нужд:

- 70Т (для резервного питания);
- 71Т, 72Т, (только для электроприемников ХВО);

- 73Т, 74Т, 75Т (для электроприемников ХВО совместно с источниками сжатого воздуха высокого давления).

Кроме этого электрическую энергию на напряжении 6 кВ потребляют для нужд ХВО от блоков станции центробежные нагнетатели воздуха (НВЦ №1,2).

На рис. 4 представлена зависимость месячного суммарного расхода электрической энергии по силовым трансформаторам собственных нужд 71Т, 72Т, 73Т, 74Т и 75Т от расхода умягченной воды (данные 2003 года). Из анализа зависимости исключены данные за февраль и июнь, где, как мы предполагаем, отклонение от общих закономерностей, вызвано ошибками учета электроэнергии.

Как следует из рассмотрения приведенной диаграммы (см. рис. 4), существует тесная корреляционная зависимость [1] (коэффициент корреляции  $R^2 = 0,8493$ ) между расходом электрической энергии и объемом основного продукта ХВО - осветленной воды для подпитки тепловой сети и испарителей. Эта связь, по результатам обработки данных за 2003 г. (см. рис. 4), описывается регрессионным уравнением (1):

$$Y = 0,9199 \cdot X + 170305, \quad (1)$$

где  $Y$  – месячный расход электроэнергии по силовым трансформаторам 70Т – 75Т, кВтч;  $X$  – объем поданной потребителям осветленной воды, м<sup>3</sup>; 0,9199 – коэффициент переменной составляющей месячного расхода электроэнергии, показывающий "энергетическую стоимость" прироста производства осветленной воды на каждую тонну в исследуемом диапазоне производительности ХВО; 170305 – постоянная составляющая месячного расхода электроэнергии, кВтч.

Очень высокое значение коэффициента корреляции для полученного уравнения регрессии ( $R^2 = 0,8493$ ) косвенно свидетельствует о соблюдении технологической дисциплины, что исключает заметное влияние на месячный расход электроэнергии иных факторов, не связанных с выпуском продукции.

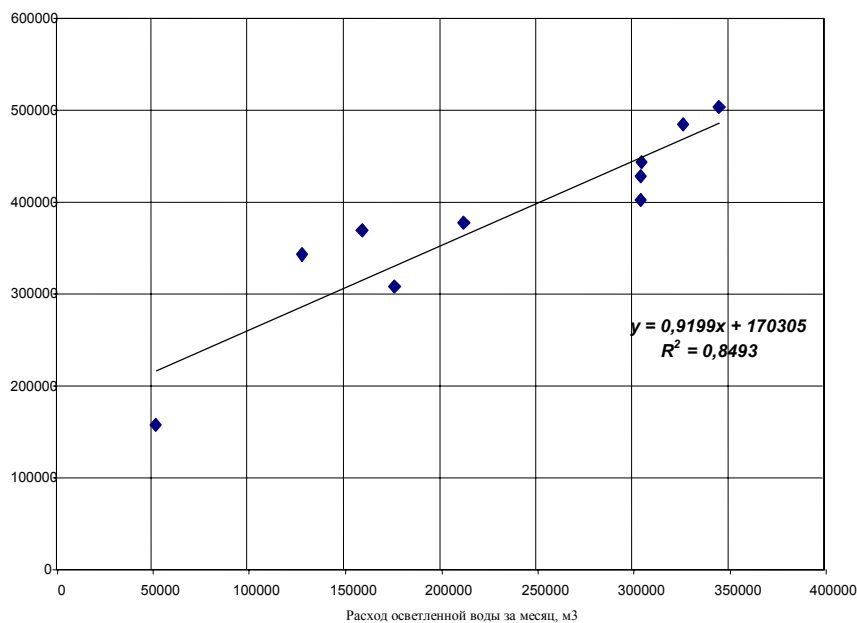


Рис. 4. Зависимость месячного расхода электроэнергии через трансформаторы 71Т- 75Т от расхода осветленной воды для подпитки тепловой сети (по данным 2003 года)

Постоянная составляющая месячного расхода достаточно велика. Так, при расчетном месячном расходе осветленной воды  $200000 \text{ м}^3$ , доля постоянной составляющей в значении месячного расхода электроэнергии превышает 48% от общего расхода электроэнергии за месяц. Следует заметить, что, в этом случае и других подобных случаях, потенциал экономии электрической энергии, в основном, связан с уменьшением постоянной составляющей месячного расхода электрической энергии. При этом потенциал экономии электроэнергии, как известно, может быть реализован за счет повышения энергетической эффективности энергоемких агрегатов и уменьшения потерь энергии.

Приведенные выше данные об энергетической емкости электроприемников ХВО, позволяют утверждать, что уменьшение расхода электрической энергии может быть достигнуто за счет повышения энергетической эффективности мощных насосов ХВО и источников сжатого воздуха, а также за счет отключения мало-загруженных силовых трансформаторов.

В ХВО для транспортировки осветленной и умягченной воды используются мощные электрические насосы – насосы осветленной воды для подпитки тепловой сети НОВТ и насосы умягченной воды для подпитки испарителей НУВ, установленной мощностью по 160 кВт. Высокий расход электрической энергии на транспортировку жидкостей определяется мощностью, потребляемой из сети насосами НОВТ, НУВ, т.к. время их работы составляет все 8760 часов в году. Результаты измерения электрической мощности, потребляемой из сети мощными насосами ХВО Д500-65, показывают, что среднее значение мощности, потребляемой ими из сети составляет около 130 кВт.

Как известно [2], электроэнергия, потребляемая электрическим насосом (кВтч) равна:

$$\mathcal{E} = Q \cdot H \cdot \gamma \cdot T / 3600 \cdot 102 \cdot \eta_{\text{п}} \cdot \eta_{\text{н}} \cdot \eta_{\text{д}}, \quad (2)$$

где  $Q$  – подача (производительность) насоса,  $\text{м}^3/\text{ч}$ ;  $H$  – полный напор с учетом высоты всасывания, м;  $\gamma$  – уд.

вес жидкости,  $\text{кг}/\text{м}^3$ ;  $T$  – годовое время работы насоса, ч;  $\eta_{\text{п}}$ ,  $\eta_{\text{н}}$ ,  $\eta_{\text{д}}$  – КПД передачи, насоса и двигателя.

Анализ уравнения позволяет определить основные направления уменьшения расхода электроэнергии, потребляемой насосами

- замены устаревших малопроизводительных насосов насосами с высоким КПД
- повышения КПД передачи (конструкция моноблока, на общем валу)
- улучшения загрузки насосов.

Еще большую экономию электрической энергии выбор рационального расхода и напора для насоса, т.к. при работе насоса с подачей меньше расчетной возникает несоответствие между напором развиваемым насосом, и напором, требуемым для того или иного количества жидкости. Регулирование подачи в сторону ее уменьшения осуществляется дросселированием, при котором теряемая на насосе мощность (кВт) равна:

$$\Delta P = \gamma \cdot Q_{\text{рег}} \cdot \Delta H_{\text{рег}} / 102 \cdot \eta_{\text{рег}},$$

где  $\gamma$  – уд вес жидкости;  $Q_{\text{рег}}$  – подача регулируемая, дросселированием;  $\Delta H_{\text{рег}}$  – напор, непроизводительно теряемый на задвижке, м;  $\eta_{\text{рег}}$  – КПД регулирования

Анализ данных за предыдущие периоды показывает, что характерными подачами для мощных насосов является подача  $500 \text{ м}^3$  в отопительный период (4536 часов) и  $320 \text{ м}^3$  в межотопительный период (8760-4536 часов).

Для уменьшения потерь электроэнергии на насосах НОВТ и НУВ предлагается использовать для подачи  $300 - 320 \text{ м}^3/\text{ч}$  м осветленной и умягченной воды вместо насосов Д500-65 насосы Д500-36.

Расходно-напорные характеристики насосов Д500-65 и Д500-36 приведены на рис. 5 и 6 (3).

В связи с тем, что номинальные характеристики насоса Н500-36 лучше соответствуют значениям подачи и напора (см. рис. 5 и 6), мощность, потребляемая из сети насосами НОВТ и НУВ, уменьшится. Так, в соответствии с расходно-напорной характеристикой



насоса Д500-36, подача  $300 \text{ м}^3/\text{ч}$  при напоре 43 м в. ст. сопровождается потреблением им из сети только 60 кВт электрической мощности, в то время как такая же подача насосом Д500-65, как показали электрические измерения, связана с потреблением из сети 120 кВт электрической мощности.

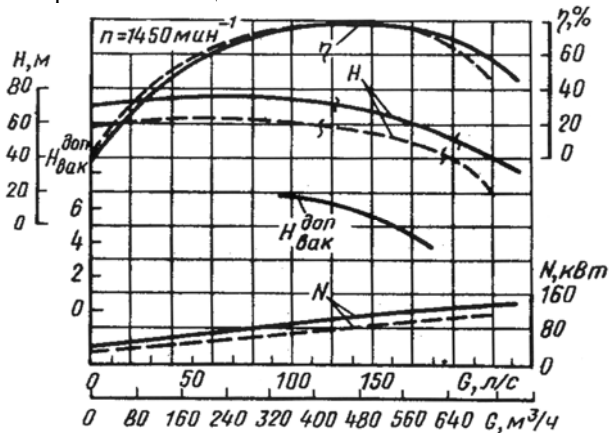


Рис. 5. Расходно-напорная характеристика насоса Д500-65

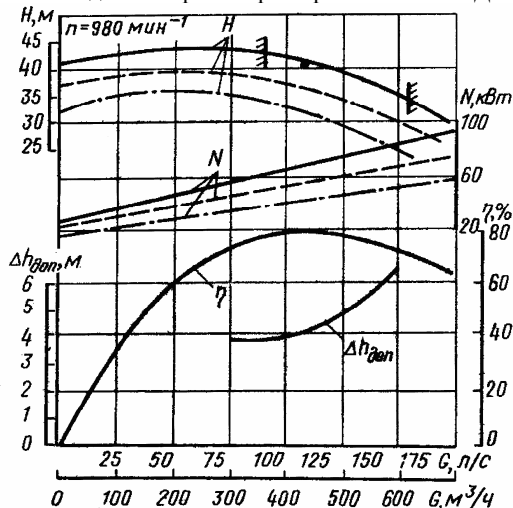


Рис. 6. Расходно-напорная характеристика насоса Д500-35

Как следует из анализа приведенных напорно-расходных характеристик насосов (рис. 5, 6), потребляемая ими из сети мощность может быть охарактеризована величинами, приведенными в табл. 1.

Таблица 1  
Мощность, потребляемая из сети насосами Д-500

Тип насоса	Номинальные		Фактический $Q, \text{ м}^3/\text{ч}$	Мощность, потребляемая из сети, кВт
	$Q, \text{ м}^3/\text{ч}$	$H, \text{ м в.ст}$		
Д500-65	540	65	500	120
			320	80
Д500-36	540	36	500	80
			320	60

При продолжительности отопительного сезона 4536 часов годовая экономия электроэнергии при замене насосов составит:

$$(120 - 80) \times 4536 + (80 - 60) \times (8760 - 4536) \approx 266 \text{ тыс. кВтч}$$

Капитальные затраты на внедрение мероприятия быстро окупаются, т.к., как хорошо известно, что стоимость электроэнергии, потребляемой насосами за

отопительный сезон многократно выше стоимости самих насосов. Маркетинговые исследования показали, что стоимость насоса Д-500-35 составляет до 10000 грн.

Источниками сжатого воздуха низкого давления являются нагнетатели воздушные центробежные, один из которых работает по заявкам дежурной смены ХВО со щита управления ХВО, а другой находится в резерве. Весь воздух низкого давления используется на нужды ХВО и другим потребителям ТЭЦ не поставляется.

Центробежные нагнетатели НВЦ-1 и НВЦ-2 являются самыми мощными электроприемниками, обслуживающими потребности ХВО. Агрегаты для получения сжатого воздуха низкого давления имеют следующие характеристики:

- *центробежный нагнетатель*
  - тип 360-22-1;
  - подача  $310 \text{ м}^3/\text{мин}$ ;
  - напор 0,24 МПа.
- *электрический двигатель*
  - тип асинхронный двигатель 2АЗМ1-800/6000 У4;
  - мощность 800 кВт;
  - число оборотов 2970 1/мин;
  - КПД 95,7%;
  - $\cos\phi = 0,80$ .

Расход электроэнергии в системе получения сжатого воздуха низкого давления может быть существенно уменьшен за счет замены существующего агрегата на агрегат с параметрами, соответствующими реальным потребностям.

Имеются два варианта комплектации источника сжатого воздуха низкого давления.

Вариант А.

Для снабжения ХВО сжатым воздухом низкого давления используется роторная воздуходувка с воздушным охлаждением ZL 5000I –1000 mb (производство Атлас Копко). Технические характеристики и стоимость воздуходувки ZL 5000I –1000 mb приведена в приложении И. Стоимость воздуходувки в национальной валюте около 250 тыс. грн.

Вариант Б.

Поставка от ООО "МК СТАНДАРТ" турбокомпрессора ТВ 80-1,6М1-01 с подачей  $100 \text{ м}^3/\text{мин}$  при давлении 1,6 кгс/см. Стоимость турбокомпрессора с НДС 36 тыс. грн.

При одинаковых технических характеристиках вариант Б предпочтительнее по затратам.

Энергетически замена источника низкого давления оправдана, т.к. мощность, потребляемая из сети воздуходувкой ТВ 80-1,6М1-01 составляет 180 кВт против 540 кВт эксплуатируемым центробежным нагнетателем НВЦ (тип 360-22-10). При расчетном времени работы воздуходувки 3000 часов в год, годовая экономия электроэнергии составит:

$$(540-180) \times 300 = 1080 \text{ тыс. кВтч}$$

Проведенные измерения электрической мощности, потребляемой из сети через трансформаторы собственных нужд 1000 кВА 71Т, 72Т, 73Т, 74Т и 75Т показали низкие коэффициенты их загрузки. Сведения о текущей нагрузке названных силовых трансформаторов собственных нужд приведены в табл. 2.

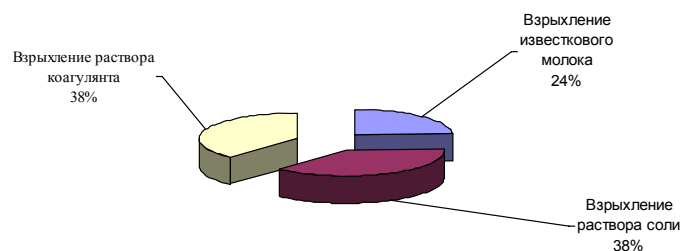


Рис. 7. Распределение расхода сжатого воздуха низкого давления между потребителями ХВО

Таблица 2  
Результаты расчета потерь электроэнергии в силовых трансформаторах собственных нужд

№ трансформатора	Значение $k_3$	Каталожные данные		Потери, кВтч
		$\Delta P_x$ , кВт	$\Delta P_k$ , кВт	
71Т (ХВО)	0,11	2,5	12,0	23172
72Т (ХВО)	0,08	2,5	12,0	22573
73Т (БВЦ)	0,23	2,5	12,0	27461
74Т (БВЦ)	0,11	2,5	12,0	23172
75Т (БВЦ)	0,09	2,5	12,0	22752
ВСЕГО				119129

Расчетные значения коэффициентов загрузки трансформаторов собственных нужд по показаниям счетчиков активной электроэнергии в 2003 году (для расчета коэффициента загрузки приняты значения  $\cos\varphi = 0,75$ ,  $\sin\varphi = 0,66$ ) составили:

71Т	72Т	73Т	74Т	75Т
0,11	0,08	0,23	0,11	0,09

Таким образом, силовые трансформаторы собственных нужд загружены недостаточно, что определяет повышенные значения потерь на них.

Работа трансформатора в режиме холостого хода или близком к нему вызывает излишние потери электроэнергии не только в самом трансформаторе, но и по всей системе электроснабжения от источника питания до самого трансформатора из-за низкого коэффициента мощности (в данном примере расчет приведенных потерь не выполняется).

Потери электроэнергии за год  $\Delta \mathcal{E}_{a.t}$  в трансформаторе равны [3]:

$$\Delta \mathcal{E}_{a.t} = \Delta P_x \cdot T_n + \Delta P_k \cdot k_3^2 \cdot T_{раб}, \quad (3)$$

где  $\Delta P_x$  - активные потери холостого хода при номинальном напряжении (каталожные данные);  $T_n$  - годовое число часов работы трансформатора;  $\Delta P_k$  - активные нагрузочные потери / активные потери КЗ (каталожные данные);  $k_3$  - коэффициент загрузки трансформатора ( $k_3 = S_{\phi} / S_{т.ном}$ );  $T_{раб}$  - годовое число часов работы трансформатора с номинальной нагрузкой.

Результаты расчета потерь электроэнергии в трансформаторах собственных нужд ( $T_{раб} = 8760$  часов), выполненного в соответствии с выражением (2) приведены в табл. 2.

Отключение малозагруженных силовых трансформаторов на ХВО и БВЦ и распределение нагрузки между оставшимися в работе трансформаторами определит новое значение коэффициентов загрузки трансформаторов и потерь в них. Заслуживают внимания предложения об отключении трансформаторов 72Т и 75Т (вариант А), или трансформаторов 72Т, 74Т, 75 Т (вариант Б).

Расчетные значения годовых потерь электроэнергии в трансформаторах собственных нужд и эффекты экономии электроэнергии, достигаемые в случае отключения малозагруженных трансформаторов, показаны в табл. 3.

Таблица 3  
Результаты расчета потерь электроэнергии в силовых трансформаторах собственных нужд после отключения малозагруженных трансформаторов

№ трансформатора	Вариант А		Вариант Б	
	Новое значение $k_3$	Потери, кВтч	Новое значение $k_3$	Потери, кВтч
71Т	0,19	25695	0,19	25695
72Т	0	0	0	0
73Т	0,23	27461	0,43	19437
74Т	0,20	26105	0	0
75Т	0	0	0	0
ВСЕГО		79261		45132

Отключение малозагруженных трансформаторов не снижает надежности электроснабжения электроприемников ХВО, а также надежность технологических агрегатов и агрегатов вспомогательного назначения для схем с резервированием, как по трансформатору, так и по самому агрегату.

Время перехода на резервный трансформатор незначительно, а переход с одного электроприемника на другой определяется не временем изменения электрической схемы, а временем подготовки соответствующей гидравлической схемы, но оно также не велико. Экономически оправдано отключение трех силовых трансформаторов собственных нужд.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Внедрение рассмотренных технических и организационных энергосберегающих мероприятий позволяют снизить годовой расход электроэнергии на оборудовании ХВО на 1400 тыс. кВтч.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Айвазян С. А., Енюков И. С., Мешалкин Е. Д. Прикладная статистика. Исследование зависимостей. Справочное издание. Под ред. Айвазяна С. А. - М. Финансы и статистика, 1983общу источники отдельно (их нет в отчете и под рукой)
- [2] Киреева Э. А., Юнис Т., Айюби М. Автоматизация и экономия электроэнергии в системах промышленного электроснабжения. Справочные материалы и примеры расчетов. - М. Энергоатомиздат, 1998.
- [3] Турк В.И., Минаев А.В. Насосы и насосные установки. Учебник для вузов. - М. Стройиздат, 1977.

Поступила 25.03.2005

## **УНИВЕРСАЛЬНЫЙ ЛАБОРАТОРНЫЙ КОМПЛЕКС С КОМПЬЮТЕРНЫМ ОБЕСПЕЧЕНИЕМ - БАЗОВЫЙ ЭЛЕМЕНТ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ ПОДГОТОВКИ ИНЖЕНЕРА**

Бусел Н.П., к.т.н., доц., Писарик В.В., Сасин А.В.

Государственное учреждение высшего образования "Белорусско-Российский университет"

Беларусь, 212030, Могилёв, пр. Мира, 45, ГУВО "БРУ", кафедра "Электротехника и электроника"

тел. (0222) 22-89-70

Михальцов А.П., к.т.н., директор

УП НТП "Центр"

Беларусь, 212007, Могилёв, б-р Юбилейный, 76

тел. (0222) 47-40-77

*Рассмотрена концепция построения универсального лабораторного стенда по дисциплине "Электротехника и электроника" с позиций взаимосвязки отдельных исследований и использования их результатов по мере перехода от простейших элементов и устройств к более сложным агрегатам и схемам управления.*

Одна из основных трудностей усвоения студентами процессов, происходящих в электротехнических устройствах, заключается в высокой степени абстрагирования при их анализе. В большинстве случаев здесь практически невозможно представить аналогии из других областей практической деятельности, что также затрудняет не только понимание изучаемых процессов, но и формирование устойчивых представлений и навыков.

Попытки решить эти проблемы за счёт включения в учебную программу практических и лабораторных занятий часто оказываются безуспешными, если расчёты в большинстве случаев носят академический характер, а при лабораторных исследованиях не делается акцент на практическое применение явлений и устройств в их взаимосвязи.

В известной мере указанные выше проблемы можно разрешить за счёт внесения в лабораторный практикум элементов научных исследований, позволяющих не только наблюдать и анализировать изучаемые процессы и устройства, но и обеспечивать требуемый режим работы устройства или цепи, а также синтез их электрических параметров.

Универсальный лабораторный комплекс "Электрик" предназначен для фронтального выполнения 24 лабораторных работ в объёме базовой программы электротехнических дисциплин для неэлектротехнических специальностей вузов, а также при проведении практических занятий.

Основные измерения осуществляются 9 встроенными щитовыми приборами, а также двумя цифровыми указателями скорости вращения электрических машин и времени.

Разработанный нами комплекс "Электрик" выполнен в составе рабочего стола, блока электрических машин, а также единой лицевой панели, причём электрические схемы отдельных лабораторных работ представляют собой фрагменты электрической принципиальной схемы, изображённой на лицевой панели, которые связаны между собой функционально благодаря наличию общих исследуемых элементов и устройств. Это позволяет использовать результаты предыдущих исследований при выполнении последующих лабораторных работ, благодаря чему повышается

значимость результатов исследований и демонстрируется их практическое применение.

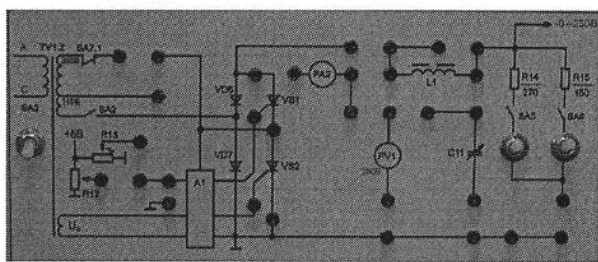
Коммутация исследуемых устройств, а также щитовых электроизмерительных приборов с помощью U-образных вилок или проводов с однополюсными наконечниками существенно упрощает сборку электрических схем и делает возможным оперативный переход к ранее выполненным работам, например, с целью уточнения числовых результатов или параметров.

Важнейшей особенностью стенда является также практическое использование исследуемых устройств в других работах с целью иллюстрации области их применения. Например, тиристорный выпрямитель используется в качестве регулируемого источника питания цепей постоянного тока и электрических машин. С другой стороны - это источник несинусоидального напряжения с заданным составом гармоник, а в разделе электроники он представлен в качестве мостового выпрямителя с одно- и двухзвенным фильтрами и тиристорным регулятором выходного напряжения.

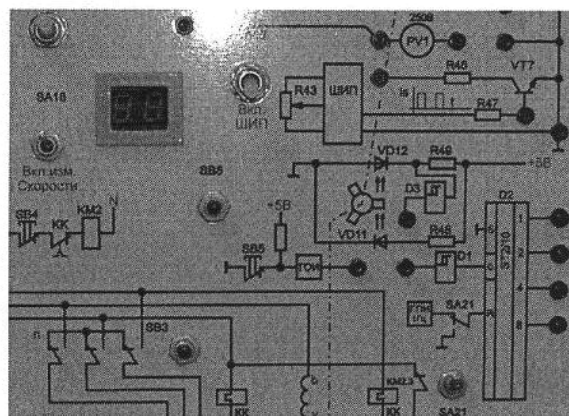
Режимы работы всех цепей и исследуемых устройств подобраны так, что основные измерения с достаточной для практики точностью осуществляются 9 встроенными щитовыми приборами и двумя цифровыми указателями скорости вращения электрических машин и времени.

Выполнение лабораторных работ увязано с возможностями проведения практических занятий, для чего исследования проводятся в режимах, ярко отражающих существо явления, и предполагает сравнение лабораторных и расчётных результатов в наиболее характерных точках.

Электрическая схема лицевой панели разделена на функциональные узлы, а основные органы управления установлены в доступной зоне, что позволяет концентрировать внимание студента и повышает производительность труда. При этом лабораторные работы могут проводиться либо в пределах отдельных функциональных узлов, либо при их сочетании, что характерно, например, при исследовании электрических машин, цепей постоянного и переменного токов и др.

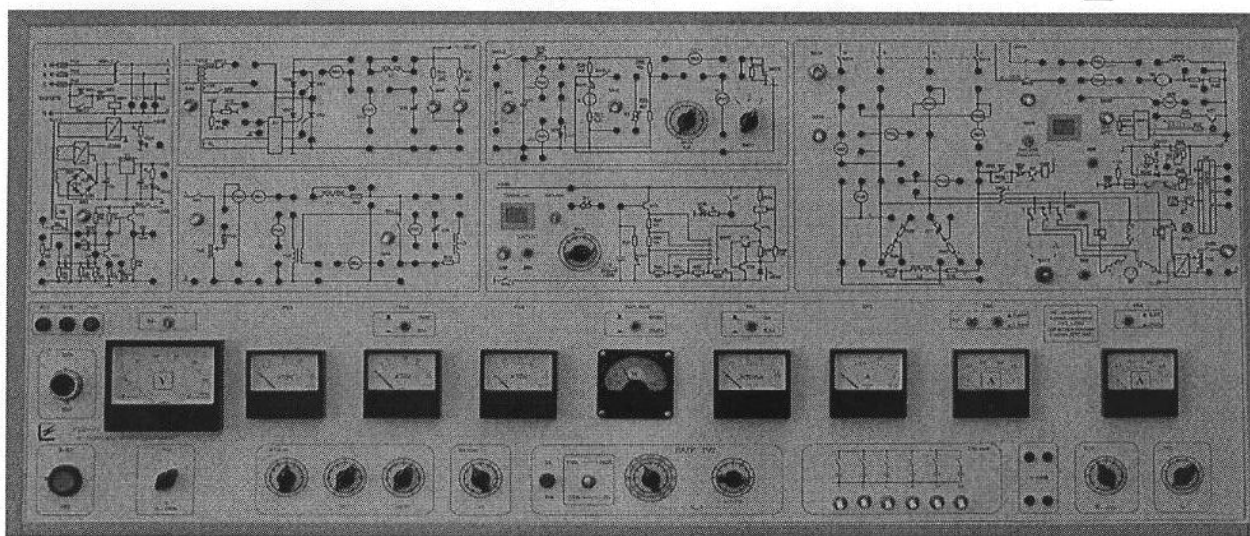


Управляемый  
выпрямитель



Блок цифрового  
измерителя скорости

Лицевая панель стенда



Для примера на рисунке показана лицевая панель комплекса и три фрагмента: управляемый тиристорный выпрямитель, машины постоянного тока и цифровой измеритель частоты вращения с широтным преобразователем в качестве нагрузочного устройства.

Комплекс позволяет выполнить 24 работы следующих наименований:

- Исследование режимов работы и методов расчёта линейных цепей постоянного тока с одним источником питания.
  - Исследование режимов работы и методов расчёта линейных цепей постоянного тока с двумя источниками питания.
- Исследование режимов работы и методов расчёта нелинейных цепей постоянного тока.
  - Определение параметров и исследование режимов работы электрической цепи переменного тока с последовательным соединением катушки индуктивности, резистора и конденсатора.
  - Исследование режимов работы линии электропередачи переменного тока при изменении коэффициента мощности нагрузки.
  - Определение параметров и исследование режимов работы трёхфазной цепи при соединении потребителей в звезду.
    - Определение параметров и исследование режимов работы трёхфазной цепи при соединении потребителей в треугольник.
    - Исследование линейных цепей несинусоидального периодического тока, содержащих катушку индуктивности и конденсатор.
    - Определение параметров схемы замещения катушки индуктивности с замкнутым магнитопроводом и при наличии воздушного зазора.
    - Определение параметров и основных характеристик однофазного трансформатора.
    - Исследование асинхронного трехфазного электродвигателя с короткозамкнутым ротором.
    - Определение параметров и основных характеристик электродвигателя постоянного тока с независимым возбуждением.
      - Исследование характеристик электродвигателя постоянного тока с параллельным возбуждением.
      - Определение параметров и основных характеристик генератора постоянного тока с независимым возбуждением.
      - Исследование характеристик генератора постоянного тока с параллельным возбуждением.
      - Исследование процесса зарядки конденсатора

от источника постоянного напряжения при ограничении тока с помощью резистора.

- Исследование схемы управления трёхфазным короткозамкнутым электродвигателем.
- Определение параметров и исследование характеристик однофазного мостового выпрямителя с одно- и двухзвенными фильтрами.
- Выбор режима работы и исследование характеристик усилителя на биполярном транзисторе.
- Определение параметров и исследование характеристик однофазного тиристорного выпрямителя, работающего на активно-индуктивную нагрузку.
- Исследование однокаскадного транзисторного усилителя и генератора синусоидального напряжения на его основе.
- Изучение принципа действия и выбор параметров транзисторного реле времени с времязадающей RC-цепью.
- Исследование работы широтно-импульсного преобразователя напряжения (ШИП) в качестве регулятора нагрузки генератора постоянного тока.
- Основы построения двоично-десятичного счётчика импульсов.

При компьютеризации процесса исследований документирования их результатов обеспечивает быстрый и широкий доступ к базе данных всех предшествующих исследований, что не только позволяет опираться на реальные исходные параметры, но, и это крайне важно, обеспечивает обязательное и ненавязчивое повторение материала и способствует лучшему его усвоению.

Измерительный комплекс состоит из набора базовых модулей. Каждый модуль подключается к исследуемой системе и к внутренней локальной сети. К данной локальной сети подключается персональный компьютер с установленным программным обеспечением ARTv-Studio. Данное ПО позволяет:

- Строить осциллограммы процессов. При этом, если процесс изменяется медленно (сравним с пропускной способностью внутренней локальной сети), то его можно наблюдать в реальном времени. Если же процесс изменяется быстро, то происходит накопление данных во внутреннем буфере модуля, с последующей передачей данных в компьютер.
- Выполнять функции генератора сигналов.
- Обрабатывать и выдавать дискретные сигналы управления.
- В будущем возможна реализация регуляторов (скорости, тока). Или же подключения к модулю Real-time workshop пакета моделирования Matlab.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Бусел Н.П., Михальцов А.П. Анализ электрических цепей несинусоидального тока применительно к однофазному тиристорному выпрямителю. - Сборник научно-методических статей по электротехнике. Вып. 12/ Госкомитет СССР по народному образованию. - М.: Издательство МПИ, 1989. - 156с: ил.
- [2] Бусел Н.П., Алексеенко Ю.М. Переходные процессы в цепях постоянного тока и их применение в электронных реле времени. - Сборник научно-методических статей по электротехнике. Вып. 12/ Госкомитет СССР по народному образованию. - М.: Издательство МПИ, 1989. - 156с: ил.
- [3] Бусел Н.П., Скрябина Г.И., Писарик В.В., Ротманова А.В. Методика построения механических характеристик асинхронного электродвигателя на основании паспортных номинальных параметров. - Сборник научно-методических статей по электротехнике. Вып. 12/ Госкомитет СССР по народному образованию. - М.: Издательство МПИ, 1989.-156с: ил.
- [4] Бусел Н.П., Писарик В.В. Анализ механических характеристик асинхронного электродвигателя на основании паспортных номинальных параметров. - Трансформаторы и электрические машины: Межвузовский сборник / Под ред. Б.А. Вольнского. -Калижн, ЮГУ, 1986. - 156с. Ил. Библ.

*Поступила 15.09.2004*



**МІЖНАРОДНИЙ СИМПОЗИУМ  
ПРОБЛЕМИ УДОСКОНАЛЮВАННЯ  
ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН І АПАРАТІВ**  
Теорія і практика  
(SIEMA'2005)



**Шановні колеги!**

Оргкомітет має честь запросити Вас прийняти участь у 8-му Міжнародному симпозиумі "Проблеми удосконалювання електричних машин і апаратів. Теорія і практика" (SIEMA'2005), який відбудеться 13 - 15 жовтня 2005 р. у НТУ "ХПІ" (61002, м. Харків, вул. Фрунзе, 21, електротехнічний корпус).

На симпозиум запрошені:

- завідувачі кафедр електричних машин і апаратів і провідних викладачів вузів України і Росії, країн СНД і далекого зарубіжжя;
- представники науково-дослідних організацій, які займаються електричними машинами і апаратами;
- представники підприємств - розробників електричних машин і апаратів;
- представники підприємств - споживачів електроустаткування;
- представники проектних організацій;
- представники комерційних організацій, електротехнічного профілю.

Учасникам симпозиуму надається можливість опублікувати доповіді, а також інформаційні матеріали та інші повідомлення в збірниках праць симпозиуму. Збірники будуть видані до моменту відкриття симпозиуму як спеціальні випуски Вісника Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут" і журналу "Електротехніка й електромеханіка", що входять до Переліку фахових видань ВАК України. Учасники можуть виступити на пленарному засіданні, а також на засіданнях секцій.

Учасникам симпозиуму надається можливість представити зразки своєї продукції на виставці, де будуть демонструватися новітні розробки сучасного електроустаткування. З вашими розробками познайомляться споживачі електроустаткування.

У рамках симпозиуму передбачається проведення виставки нових навчально-методичних розробок – підручників, посібників, методичних вказівок тощо.

Під час симпозиуму будуть організовані неформальні зустрічі, на яких учасники зможуть отримати і поширити необхідну інформацію.

Для своєчасного видання збірників матеріалів симпозиуму і підготовки експозиції просимо Вас:

- до **30.07.2005 р.** повідомити про намір взяти участь у симпозиумі (заповнити і вислати заявку на адресу оргкомітету симпозиуму): 61002, м. Харків, вул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПІ", кафедра електричних апаратів;
- до **30.08.2005 р.** перерахувати **благодійний внесок у фонд Симпозиуму**, без ПДВ, (для бюджетних організацій та установ – внесок за участь у Симпозиуму з ПДВ), розмір якого визначається організаційним внеском, а також коштами за публікацію доповідей, інформаційно-рекламних матеріалів і експозицію продукції на р/р 35224011000076 Банку УДК у Харківській обл., МФО 851011, НТУ "ХПІ", ЗКПО 02071180 (з позначкою: "Симпозиум"). Про перерахування просимо повідомити в оргкомітет по телефону або E-mail.
- до **30.08.2005 р.** направити на адресу оргкомітету доповіді і супутні матеріали (вимоги до оформлення приведено на стор. 116-117), а також інформацію про навчально-методичні розробки, що будуть представлені на виставці.

Оргкомітет буде вдячний Вам за поширення даної інформації серед колег, зацікавлених прийняти участь у симпозиумі.

Голова оргкомітету Л.Л. ТОВАЖНЯНСЬКИЙ  
Заступники голови: А.П. Марченко, В.О. Кравець,  
Б.В. Клименко, Г.К. Вороновський, В.Г. Данько

Координатор симпозиуму Б.В. Клименко  
Додаткова інформація -  
за телефонами: (057) 707-62-81, 707-64-27  
E-mail: eie@kpi.kharkov.ua  
Клименко Б.В.: kbv@kpi.kharkov.ua

**НАПРЯМКИ ПРОГРАМИ СИМПОЗИУМУ**

- Проблеми теорії і практики електричних машин та апаратів;
- Техніка сильних електричних та магнітних полів;
- Теоретична електротехніка;
- Електричний транспорт;
- Електричні станції;
- Зміст освіти за напрямами підготовки "Електротехніка" і "Електромеханіка".

**КАЛЕНДАР СИМПОЗИУМУ**

13.10.2005 р.	
9:30 - 13:00	Заїзд і розміщення учасників
13:00 - 14:00	Обід
14:00 - 17:00	Нарада завідувачів кафедр
14:00 - 17:00	Експерсія на Харківський метрополітен. Знайомство з системою управління енергозабезпечення метрополітену
14.10.2005 р.	
9:30 - 10:30	Рєєстрація учасників
10:30 - 11:00	Відкриття симпозиуму
11:00 - 13:00	Пленарне засідання
13:00 - 14:00	Обід
14:00 - 18:00	Засідання секцій
19:00 - 22:00	Банкет для учасників і почесних гостей
15.10.2005 р.	
10:00 - 13:00	Засідання секцій
13:00 - 14:00	Обід
14:00 - 16:00	Пленарне засідання
10:00 - 16:00	Робота виставки
16:00	Закриття симпозиуму

**РОБОЧІ МОВИ СИМПОЗИУМУ:**

українська, російська

**УМОВИ УЧАСТІ В СИМПОЗИУМІ:**

- організаційний внесок - екв. 30€ (для бюджетних установ +ПДВ 20%); оплата здійснюється у гривнях за курсом НБУ;
  - оплата експозиції – екв. 12€ за 1 м<sup>2</sup>;
  - оплата публікацій у збірнику:
    - ◊ доповідей – екв. 2.5€ за 1 сторінку;
    - ◊ інформаційних і рекламних матеріалів – екв. 8€ за 1 сторінку.
- Оплата здійснюється перерахуванням на розрахунковий рахунок у термін, зазначений вище, або на місці після прибуття. В останньому випадку розмір оплати збільшується на 10%.

До організаційного внеску включаються витрати з організаційно-технічного забезпечення симпозиуму, поштові витрати і витрати на харчування в рамках програми симпозиуму (банкет і три обіди). Кожен учасник симпозиуму отримує програму, а також збірники доповідей та інформаційних матеріалів симпозиуму, вартість яких включається до організаційного внеску.

## Список авторів

<b>А</b>	<b>М</b>
Антонец Юрий Афанасьевич..... 78	Михальцов Александр Петрович ..... 98
<b>Б</b>	<b>О</b>
Баранов Максим Михайлович ..... 63	Орловский Игорь Викторович ..... 93
Баранов Михаил Иванович ..... 63	
Батыгин Юрий Викторович ..... 72	
Близниченко Елена Николаевна ..... 19	
Боев Вячеслав Михайлович ..... 5	
Бранспиз Юрий Адальфович ..... 8	
Бугайчук Виктор Михайлович ..... 23	
Бусел Николай Петрович ..... 98	
<b>В</b>	<b>П</b>
Вербовой Андрей Петрович ..... 11	Писарик Владимир Васильевич ..... 98
Вороновский Геннадий Кириллович ..... 93	Покалицын Сергей Николаевич ..... 93
	Пуйло Глеб Васильевич ..... 42
	Пуцай Ирина Анатольевна ..... 91
	Пшеничный Андрей Николаевич ..... 8
<b>Г</b>	<b>Р</b>
Гетья Андрей Николаевич ..... 15	Рассальский Александр Николаевич ..... 46
Голик Оксана Вячеславовна ..... 78	
Гречко Александр Михайлович ..... 23	
Гурин Анатолий Григорьевич ..... 78	
Гелярская Оксана Анатольевна ..... 81	
<b>Д</b>	<b>С</b>
Данько Владимир Григорьевич ..... 81	Сасин Александр Валерьевич ..... 98
	Себко Вадим Пантелеевич ..... 87, 91
	Сендерович Геннадий Аркадьевич ..... 51
	Серета Александр Григорьевич ..... 81
<b>Ж</b>	<b>Т</b>
Жулидов Александр Олегович ..... 87	Ткаченко Анна Александровна ..... 32
	Трищенко Елена Владимировна ..... 42
<b>З</b>	<b>Ф</b>
Золотарев Владимир Михайлович ..... 78	Филоненко Денис Владимирович ..... 87
	Финкельштейн Владимир Борисович ..... 15
<b>К</b>	<b>Ч</b>
Канюк Геннадий Иванович ..... 19	Чепелюк Александр Александрович ..... 55
Клименко Борис Владимирович ..... 23	Черногор Татьяна Тимофеевна ..... 72
Крюкова Наталья Валерьевна ..... 81	Чорний Олексій Петрович ..... 35
Кузьмин Виктор Владимирович ..... 28	
<b>Л</b>	<b>Ш</b>
Лавинский Владимир Иванович ..... 72	Шуванов Александр Николаевич ..... 19
Ларин Аркадий Михайлович ..... 32	
Ларина Инна Ивановна ..... 32	
Лашко Юрий Викторович ..... 35	
Лупиков Валерий Сергеевич ..... 81	
Лущик Вячеслав Данилович ..... 39	
	<b>Щ</b>
	Щапов Павел Федорович ..... 59
	Щебенюк Леся Артемовна ..... 78

# Abstracts

## **ELECTROENGINEERING: Prominent events and great names**

*Boev V.M.*

### **Emf of self-induction and mutual induction in respect to the “electronic state” concept.**

The paper presents an attempt to explain physical meaning of self-induction and mutual induction processes on the basis of vector potential

- 5 realization as “an electricity current equivalent”. It is dedicated to the 175-th anniversary of the first series of “Experimental Research into Electricity” by Michael Faraday.

*Key words* – **electro moving force, self-induction, mutual induction, vector potential**

## **Electrical Mashines and Apparatus**

*Branspiz Yu.A., Pshenichnyi A.N.*

### **Analytical calculation of a tractive force of a shell-type electromagnet with a cone armature**

A technique for analytical calculation of a tractive force of the a pot electromagnet with a cone armature is described. Its practical acceptability for engineering calculations is shown.

*Key-words* - **shell-type electromagnet, force, armature**

*Verbovoy A.P.*

### **A technique for determination of electromagnetic parameters and current density in rotor windings of induction motors.**

This paper introduces a technique for determination of electromagnetic parameters of a squirrel-cage rotor winding in an induction motor. The technique treats a squirrel cage rotor winding as an equivalent single-turn winding ( $w_{02} = 1$ , in publications on the subject  $w_{02} = 0,5$ ) with the number of phases equal to the number of the stator winding phases ( $m_{02} = m_{01}$ , in publications  $m_{02} = Z_2$ ). The new technique makes it possible to calculate electromagnetic parameters and current density with higher accuracy.

*Key words* - **induction motor, winding, electromagnetic parameters, phase**

*Getya A.N., Finkelstein V.B.*

### **Calculation of inverter-fed electromotor characteristics with allowance for transient processes.**

In the paper, influence of transient processes in an inverter-fed electromotor on its mechanical characteristic behavior is studied. A current curve within the commutation range is obtained. A technique of mechanical characteristic calculation with allowance for transient processes is introduced.

*Key words* - **inverter-fed electromotor, mechanical characteristic, transient processes**

*Kanyuk G.I., Shuvanov A.N., Bliznichenko L.N.*

### **General principles of mathematical modeling for working processes and elements of electronic-hydraulic servo- mechanisms.**

General principles of mathematical modeling for working processes and elements of electronic-hydraulic servo- mechanisms (EHSM) have been developed. These general principles have been applied to developing specific mathematical models for EHSM of simulation dynamic benches.

- 8 *Key words* - **electronic-hydraulic servo-mechanism, mathematical model**

*Klimenko B.V., Bugaychuk V.M., Grechko A.M.*

### **A pre-production model of two-position electromagnetic drive for an average-voltage vacuum switch.**

On a pre-production model of a two-position electromagnetic drive for a vacuum switch, a design solution to a problem of increasing retention force of the core moving element with the coils de-energized is shown. Principle of operation of the suggested electromagnetic drive design is considered. The structural features of the basic elements of the vacuum switch are presented.

*Key words* - **vacuum switch, magnetic system, electromagnetic drive, retention force**

11

*Kuzmin V.V.*

### **Problems of state-of-the-art electric engineering on the way toward new energy sources creation.**

The paper considers problems of current theory of electricity (contradictions and paradoxes) that complicate development of scientific foundations for new-generation energy sources creation.

*Key words*– **electricity theory, contradictions, paradoxes, energy, sources, new-generation**

15

*Larin A.M., Tkachenko A.A., Larina I.I.*

### **Estimation of field-winding electromagnetic parameters of a synchronous generator through sudden three-phase short-circuit tests.**

The basic procedures of an experimental technique for estimating field-winding electromagnetic parameters of a synchronous generator are given. The technique is based on application of experimental data registered during sudden three-phase short-circuits at the electric machine terminals. Research results for a CG 18,75 salient-pole synchronous generator and a TBB-160 turbogenerator are given.

*Key words* - **synchronous generator, field-winding electromagnetic parameters, sudden three-phase short-circuit**

19

*Lashko Yu.V., Chorny O.P.*

### **Protection system for asynchronous motor with controlled cutoff setting.**

Reasons for advancement of electric motor protection equipment based on anticipatory-

23

28

32

35



functioning principle are substantiated. Controlled-setting protection based on energy conversion quality index application is introduced.

*Key words* – AC motor, protection system, anticipatory-functioning principle

*Luschik V.D.*

**Asynchronous motors with phase-wound rotors with cascaded behavior at startup.**

The paper presents overlapped windings schemes and principle of functioning of an asynchronous motor with a phase-wound rotor in cascaded operation mode at startup. Application of overlapped windings allows improving startup behavior.

*Key words*– AC motor, phase-wound rotor, cascaded operation mode, startup characteristics

*Puilo G.V., Trischenko E.V.*

**A generalized mathematical model for synthesis and analysis of power transformers with cross-over windings.**

The article considers a generalized mathematical model of power transformers with cross-over windings that allows automated synthesis, analysis, and optimization of power transformers with magnetic cores and windings of various structure.

*Key words* - power transformer, generalized mathematical model, magnetic core structure

*Rassalsky A.N.*

**A monitoring and control system for power transformers.**

Functional capabilities and principles of designing a monitoring system for power transformers installed in a number of substations of RJSC "UES of Russia" at present are given in the paper.

*Key words* - transformer, power systems, monitoring, database

*Senderovich G.A.*

**Automatic determination of specific phase and short circuit type**

A fault location automation technique is introduced in the article. An emergency mode analyzer block scheme is given, a specific phase and short circuit type automatic determination algorithm is developed.

*Key words* – electrical set, analyzer of shorting, fault location technique, automatic determination algorithm

*Chepelyuk A.A.*

**Parameter optimization of electromagnetic systems with transverse-motion armatures and ferromagnetic shunts in operating clearances.**

Parameters of an electromagnetic system with a transverse-motion armature and ferromagnetic shunts in the operating clearances have been optimized to decrease amount of the magnet wire and improve other parameters of the considered electromagnetic system.

*Key words* – electromagnetic system, ferromagnetic shunt, transverse-motion armature, optimization

*Schapov P.F.*

**Information parameter space optimization under field inspection of transformer oil decomposition.**

The paper considers an analysis-of-variance method for regression models of parametric change in transformer oils quality applied to determine an optimal number of controlled physical and chemical parameters that provide maximum information under preventive multiparameter inspection of operational transformer oil decomposition processes.

*Key words* - transformer oil, parametric ageing, optimization of control

51

39

42

46

55

59

## High Electrical and Magnetic Field Engineering

*Baranov M.M., Baranov M.I.*

**A quantum-mechanical model of electromagnetic wave absorption by a conductor and phenomenon of the conductor electrical explosion.**

On the basis of quantum mechanics principles, an approximate mathematical model has been developed to describe space-time maximum-temperature distributions in both a thin heated electrically-exploding conductor (EEC) with a high-density conduction current and in plasma products generated after electrical explosion of the conductor. A hypothesis of initiation of spark discharge of macroscopic wave electronic packets in an EEC with conduction current and in the further generated high-current plasma channel has been put forward and scientifically substantiated, the electronic packets formed, respectively, by free electrons of the EEC material and by electrons of the generated plasma.

*Key words*- electromagnetic waves, conductor, plasma, absorption, quantum-

**63 mechanical model, macroscopic wave electronic packet, electrical explosion**

*Batygin Yu.V., Lavinsky V.I., Chernogor T.T.*

**Diffusion processes during expansion of tube work-pieces in magnetic pulse metal working.**

The article presents analysis of electrical dynamic processes during magnetic pulse expansion of thin-walled metal cylinders onto a dielectric or metal matrix. Particular attention is paid to the situation when diffusion effects become quite noticeable, that is the field penetration depth is commensurable or even more than the thin-walled metal tube thickness

*Key words* - diffusion effects, inductor systems

*Zolotaryov V.M., Antonets J.A., Schebenyuk L.A., Golik O.V.*

**Research into electrical and mechanical parameters correlation for double enameled-wire isolation.**

Correlation of stability indexes for electrical

72

78

and mechanical parameters of enameled wire with double isolation is established, the data obtained by in-process measurement.

*Key words* - enameled wire, electrical parameters, mechanical parameters, in-process measurement

## Electrical Engineering: Theory

*Krjukova N.V., Geljarovskaja O.A., Danko V.G., Lupikov V.S., Sereda A.G.*

### **A method of magnetic moment determination for a frame construction of electrical device.**

A frame construction of electrical device is considered and a method for determination of its magnetic moment is grounded. The method includes calculations of mutual inductivity electromotive forces caused by linear elements of the frame construction and power circuits via obtained analytical relationships, drafting of an equivalent circuit for the frame construction, its modification with an M-circuit method, calculation of magnetic moments for independent loops of the M-circuits and their separate summation for cosine and sine components of the frame construction currents.

*Key words* - electrical device, frame construction, equivalent circuit, magnetic moment, modeling

*Sebko V.P., Zhulidov A.O., Philonenko D.V.*

### **Inaccuracy of three-parameter measurements with a two-frequency contact electromagnetic method.**

A technique of simultaneous estimation of magnetic permeability  $\mu_r$ , conductivity  $s$  and radius  $a$  of a cylindrical conducting product with a contact

81

electromagnetic method is considered. According to the technique, components of a converter signal are found through preset values of  $\mu_r$ ,  $\sigma$  and  $a$ . After that, instrument measurement errors are set into the components to obtain conditionally-measured components of the signal that are used to determine conditionally-measured values  $\mu_{ry}$ ,  $\sigma_y$  and  $a_y$  and inaccuracy of the measurements.

*Key words* - specific electric resistance, inductance, radius, electric current, magnetic permeability, frequency, inaccuracy

*Sebko V.P., Pushay I.A.*

91

### **On an electromagnetic parameter calculation procedure for a conducting core with longitudinal current.**

A procedure of electromagnetic parameter calculation for a ferromagnetic cylindrical core with a longitudinal finite-frequency alternating current is considered. Expressions for calculation of the core active resistance, total and internal inductance, as well as those for the core-ends voltage drop and phase angle between the voltage drop and the longitudinal current in the core are received (under external inductance compensation).

*Key words* - core, current, amperemeter, voltmeter, electromagnetic converter, radius

87

## Power Stations

*Voronovsky G.K., Pokalitsyn S.N., Orlovsky I.V.*

### **Energy saving potential of the chemical water purification facility in Kharkov CHPP № 5.**

Mechanisms of power consumption data generation for the chemical water purification facility in Kharkov Combined Heat&Power Plant № 5 are

93

studied. Energy-saving measures that result in decreasing annual power consumption of the plant auxiliaries by 1400 MWh are substantiated.

*Key words* - heat and power plant, energy, saving, power consumption

## Education Structure in "Electrical Engineering" and "Electromechanics"

*Busel N.P., Pisaric V.V., Sasin A.V., Mikhaltsov A.P.*

### **A universal laboratory complex with software – a basic element of an engineer's training in electrical engineering**

A conception of making a universal laboratory bench in the course of "Electrical Engineering and Electronics" is considered, taking into consideration the interrelation of separate investigations and application of their results while switching from simple elements and devices to more complex units and control circuits.

*Key words* - electrical engineering, laboratory complex, computerization

98

## ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ СТАТІ І ІНФОРМАЦІЙНИХ МАТЕРІАЛІВ В НАУКОВО-ПРАКТИЧНОМУ ЖУРНАЛІ "ЕЛЕКТРОТЕХНІКА І ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА"

Шумилов Ю.А., д.т.н., проф.

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут"  
Україна, 03056, Київ, пр-т Перемоги, 37, НТУУ "КПІ", кафедра "Електромеханіка"  
тел. (044) 241-76-38

Клименко Б.В., д.т.н., проф.

Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут"  
Україна, 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПІ", кафедра "Електричні апарати"  
тел. (057) 707-62-81, факс (057) 707-66-01, E-mail: eie@kpi.kharkov.ua

*Текст анотації українською мовою, до 5 рядків (для громадян України).*

*Текст анотації на російській мові, до 5 рядків.*

### ВСТУП

У журналі публікуються результати досліджень і огляди у області електричних машин і апаратів, сильних магнітних полів і теоретичної електротехніки, що не публікувалися раніше, методичні матеріали по напрямках підготовки "Електротехніка" і "Електромеханіка", а також інформаційні матеріали за профілем журналу.

Пакет документів, що направляється в редакцію повинен містити:

1) у друкованому варіанті:

— стаття або інформаційний матеріал (1 екз.) виконаний на аркушах паперу формату А4 густиною 80 - 90 г/м<sup>2</sup>, віддрукований на лазерному принтері з роздільною здатністю не менше 300 dpi;

— акт експертизи з печаткою (для громадян України). Офіційний лист з проханням опублікувати статтю (для громадян зарубіжних країн);

— рецензія (підписується доктором наук і засвідчується печаткою);

— копія документа про оплату за публікацію.

2) в електронному варіанті:

— стаття або інформаційний матеріал, виконаний у відповідності до даних вимог (без колонтитулів і нумерації сторінок);

— анотація англійською мовою (автори, назва статті, анотація, ключові слова);

— відомості про авторів (прізвище, ім'я, по-батькові повністю, дата народження, місце роботи, посада, основні напрями наукової діяльності).

Анотація і відомості про авторів виконуються у вигляді окремого документа Microsoft Word і з довільним форматом.

Оригінал статті або інформаційних матеріалів готується тільки з використанням редактора Microsoft Word однією з трьох мов: українською, російською або англійською.

### ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ СТАТІ

Всі розділи документа повинні містити поля: зліва, справа, зверху – по 20 мм, знизу – 25 мм. Заповнення останньої сторінки повинне бути не менше 80%.

Заголовок статті містить:

— код УДК;

— назва статті (Times New Roman 12pt, жирний, розміщення по центру, заголовні букви, не допускаються перенесення);

— список авторів, вчений ступінь (при необхідності звання і посада), назва організації, поштова адреса, контактні телефони (факс, E-mail). Для авторів різних організацій список приводиться по даній вище формі; — анотації статті українською (обов'язково тільки для громадян України) і російською мовою, обсягом до 5 рядків кожна, оформляються шрифтом Times New Roman 9 pt, жирний, курсив.

Між елементами заголовку статті робиться інтервал в один рядок 10 pt.

### ОСНОВНИЙ ТЕКСТ СТАТТІ

Текст розміщується у двох колонках, відстань між якими 5 мм. Абзацні відступи (червоний рядок) – 7,5 мм. Текст набирається шрифтом Times New Roman 10 pt з одиночним міжрядковим інтервалом. Допускається розділення тексту на розділи. Назва розділу оформляється заголовними буквами і центрується, нумерація – не обов'язкова (розділи ВСТУП, ВИСНОВОК і ЛІТЕРАТУРА, якщо такі є, не нумеруються). Перед назвою розділу вставляється один порожній рядок.

Рисунки і широкі таблиці допускається розміщувати в одну колонку. Назва виконується шрифтом розміром 9 pt. Допускається використання рисунків і таблиць без назви: Рис. 1, Табл. 1.

Таблиця 1

Розміри полів тексту статті

Поле зліва	20 мм
Поле справа	20 мм
Поле зверху	20 мм
Поле знизу	25 мм

Рисунки розташовуються у окремих абзацах, з вирівнюванням по центру і оформляються як окремі об'єкти, виконуються в редакторі рисунків Microsoft Word або вставляються в текст статті у форматі *bmp* або *jpg*.

Розташування рисунка поверх тексту і застосування альбомної орієнтації не допускається.

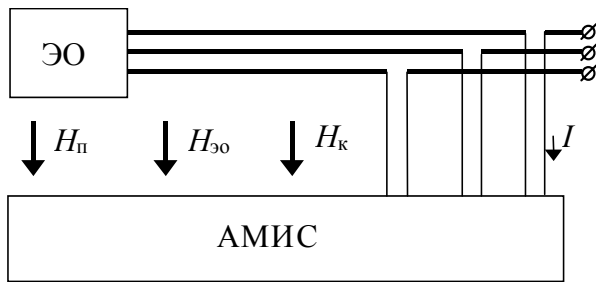


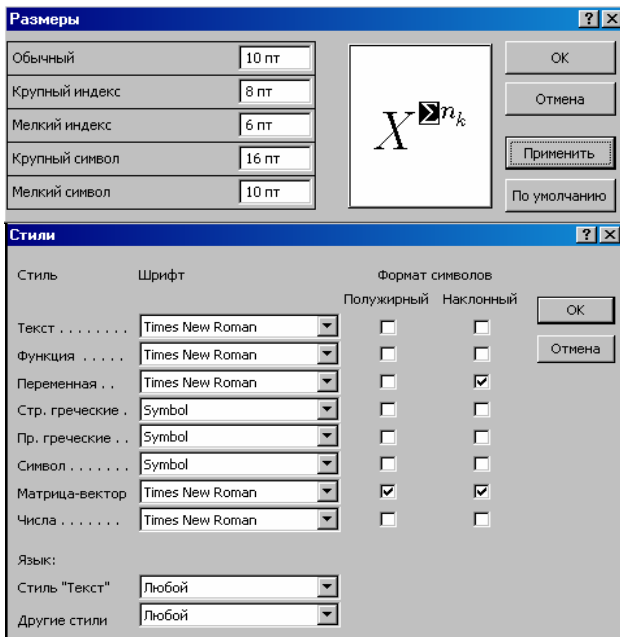
Рис.1. Функціональна схема пристрою

Математичні формули створюються у вигляді окремих об'єктів тільки в редакторі формул Microsoft Equation, розташовуються по центру і нумеруються в межах статті, номер притиснутий до правої сторони колонки. За формулою має слідувати розділовий знак, а якщо формула містить пояснення, то вони повинні починатися з нового абзацу із слова "де" без відступу

$$N = \frac{\tau_{u \max}}{T_k \text{ внутр}}, \quad (1)$$

де  $\tau_{u \max}$  - ...,  $T_k \text{ внутр}$  - ...

Настройки редактора формул для меню "Розмір" і "Стиль" символів представлені нижче:



Кириличні символи у формулах повинні бути виконані в стилі "Текст".

Щоб уникнути різного роду накладень символів у формулах не рекомендується застосовувати символ ділення /, букву  $\ell$ , а також змінювати розмір об'єкту формули. Крім того, необхідно використовувати символ множення у вигляді крапки.

Великі вирази і рівняння необхідно записувати в декілька рядків

$$Y = \varphi_0(S_n) + \gamma_0 \cdot \int_{S=0}^{S_n} \varphi_0 \cdot \sin(S_n - S) \cdot dS + \gamma_0^2 \cdot \int_{S=0}^{S_n} P_0(S) \cdot \cos(S_n - S) \cdot dS. \quad (2)$$

Символи у формулах і в тексті статті повинні мати однакові зображення.

Перелік літератури розміщується в кінці тексту. Розмір шрифту - 9пт. Після відступу одного порожнього рядку (10пт) від основного тексту по центру колонки розташовують слово ЛІТЕРАТУРА. Нумерація джерел – у порядку посилань по тексту або в алфавітному порядку, номер поміщається у квадратних дужках з виступом.

### ВИСНОВОК

Якщо Ви робите посилання на формули, рисунки, таблиці або літературу, необхідно використовувати наступні позначення: (1), (1) і (2), (1) – (4); рис. 1, рис. 1,а, рис. 1 і 2; табл. 1, табл. 1 і 2; [1], [1 – 3, 5].

### ЛІТЕРАТУРА

- [1] P.V. Johns, "A symmetrical condensed node for the TLM method", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-35, Apr. 1997, pp. 370-377.
- [2] Шимони К. Теоретическая электротехника. – М.: Мир, 1964. – 272 с.
- [3] Лавров В.Я. Численно-аналитический метод расчета помехонесущих магнитных полей // *Техн. электродинамика*. – 1983. - № 61. - С. 18-21.
- [4] Пат. 14813 А Україна. МКИ G 01 R 33/24. Спосіб визначення залишкової та індукованої складових компонента магнітної індукції статичного зовнішнього магнітного поля ферромагнітного виробу / А.В. Єрисов, В.С. Лупіков, В.Ю. Розов та ін.— №95125251; Заявлено 12.12.95; Опубл. 30.06.97. Бюл. №3. — 6 с.
- [5] Минкевич А.В. Физическое пространство — время и релятивистская космология // *Тез. докл. 10-й Росссийск. Гравитац. конф. "Теоретические и экспериментальные проблемы общей теории относительности и гравитации"* (г. Владимир, 20-27 июня 1999 г.). — М.: РГО, 1999. — с. 84.

В кінці статті, через інтервал в 1-2 рядки розміром 10пт, мовою оригіналу вказують дату надходження статті в редакцію журналу (розмір 9пт, курсив, розташування по правому краю). Наприклад:

Поступила 02.07.2005

або

Надійшла 02.07.2005

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 по телефонах: (057) 707-62-81 Клименко Борис Володимирович, Себякіна Наталя Валентинівна

**ЩОКВАРТАЛЬНИЙ НАУКОВО-ПРАКТИЧНИЙ ЖУРНАЛ**

*Електротехніка і Електромеханіка*  
*Электротехника и Электромеханика*  
*Electrical engineering & Electromechanics*  
**2005'2**

ISBN 966-593-254-3



Технічне редагування:

Ємельянов Вадим Леонідович

т. (057)707-69-76

E-mail: [evl@kpi.kharkov.ua](mailto:evl@kpi.kharkov.ua)

Секретар редакції:

Себякіна Наталя Валентинівна

т. (057)707-62-81

E-mail: [seb@kpi.kharkov.ua](mailto:seb@kpi.kharkov.ua)

Підписано до друку 06.06.2005 р.

Формат 60 × 90 1/8. Папір Prima Copy

Друк - офсетний. Ум. друк. арк. 13,5.

Наклад 300 прим. 1-й завод - 120. Зам. № 695. Ціна договірна.

---

НТУ "ХПІ". 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

---

КП Друкарня №13. 61002, Харків, вул. Артема, 44

---