



Електротехніка і Електроомеханіка

Электротехника и Электромеханика

Electrical engineering & Electromechanics

2007'5



Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics

EIE

Науково-практичний журнал

2007'5

Держвидання

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

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

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ:

Головний редактор

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

Члени редколегії

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

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

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

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

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

Вороновський Г.К. д.т.н., професор, член-кореспондент НАНУ, завідувач кафедри електричних станцій НТУ "ХПІ", Харків

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

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

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

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

Кириленко О.В. д.т.н., професор, 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., професор, завідувач кафедри електричних апаратів НТУ "ХПІ", Харків

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

АДРЕСА РЕДКОЛЕГІЇ

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

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

ЗМІСТ

Електричні машини та апарати

Байда Е.И., Гапоненко Г.Н.	Моделирование процессов отключения токов короткого замыкания автоматическими выключателями	5
Голенков Г.М., Веремієнко А.В.	Оптимизация параметров линейного асинхронного двигателя с токопроводящим слоем на бегуне методом конечных элементов	9
Gurevich V.	A problem of power supply of microprocessor-based protective relays at emergency mode	12
Клименко Б.В.	Міжнародний електротехнічний словник: українські перспективи	16
Макогон С.А.	Трирівнева система керування віброзанурювачем з лінійним збуджувачем коливань	21
Панасенко М.В., Панасенко Н.М., Хворост В.Ю.	Енергозберігаючі сильноструміві високовольтні ключі і фазні модулі на їх основі	24
Павленко Т.П.	Аморфные сплавы и возможность их применения в блоках полупроводниковых расцепителей автоматических выключателей	30

Теоретична електротехніка

Бондар О.І.	Електромагнітні процеси в нелінійному електрохімічному колі з трьома реактивними елементами при дії імпульсної вхідної напруги	34
Горкунов Б.М.	Сравнительный анализ метрологических характеристик амплитудно-фазовых методов вихретокового контроля ферромагнитных материалов	37
Пантелят М.Г., Шульженко Н.Г.	Использование векторного магнитного потенциала в конечноэлементном анализе нестационарных трехмерных электромагнитных полей в проводящих средах	42

Техніка сильних електричних та магнітних полів

Баранов М.И.	Ретроспектива, современное состояние и перспективы развития исследований в области создания электроустановок с мощными накопителями электрической и магнитной энергии	48
Беспрозванных А.В.	Сравнительный анализ поперечной структуры незаполненных и заполненных телефонных кабелей по результатам прямых измерений емкости и тангенса угла диэлектрических потерь	61
Бондина Н.Н., Крамчанин Е.Г., Лютенко Л.А., Михайлов В.М.	Электродинамические усилия, действующие на цилиндрическую оболочку при колебательном разряде магнитно-импульсной установки	66
Бржезицкий В.А., Маслюченко И.Н., Троценко Е.А.	К расчету электрического поля ввода с газовой изоляцией	71

Вітаємо!

Герой України Вороновский Геннадий Кириллович 73

Ювілеї

Загирняк М.В. К 60-летию со дня рождения 74

Кравченко В.И. К 60-летию со дня рождения 75

Пуйло К 75-летию со дня рождения 76

Список авторів 77

Abstracts 78

Вимоги до оформлення статей і інформаційних матеріалів у науково-практичному журналі "Електротехніка і електромеханіка" 80

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

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

ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!

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

Починаючи з 2005 року згідно з договором між редакцією журналу "Електротехніка і Електромеханіка" та Всеросійським інститутом наукової та технічної інформації Російської академії наук (ВИНИТИ РАН), інформація про статті з журналу за відбором експертів ВИНИТИ розміщується у Реферативному журналі (РЖ) та Базах даних (БД) ВИНИТИ. Згідно з цим договором ВИНИТИ надає редакції журналу звіт про відображення статей з журналу у РЖ та БД ВИНИТИ. Звіт ВИНИТИ за 2007 рік буде опубліковано в одному з номерів журналу за 2008 рік.

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

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

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ОТКЛЮЧЕНИЯ ТОКОВ КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ АВТОМАТИЧЕСКИМИ ВЫКЛЮЧАТЕЛЯМИ

Байда Е.И., к.т.н., доц.

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

Гапоненко Г.Н., к.т.н., Президент ЗАО "ЭНАС",
Кобозев А.С., к.т.н., технический руководитель проекта ЗАО "ЭНАС",
Украина, 61000, Харьков, пр. Московский 138 А
тел. (057) 392-31-00, mailto:ENAS2@yanddex.ru

У статті розглянуто питання моделювання відключення струмів короткого замикання трифазного електричного кола не токообмежуючим автоматичним вимикачем за допомогою математичної моделі, створеної на базі теоретичних та експериментальних досліджень. Це дозволяє моделювати процес відключення електричного кола, розрахувати значення інтеграла Джоуля з урахуванням часу гасіння електричної дуги, визначати час розімкнення контактів та суттєво скоротити об'єм натурних експериментів.

В статье рассматриваются вопросы моделирования отключения токов короткого замыкания трехфазной электрической цепи не токоограничивающим автоматическим выключателем при помощи математической модели, созданной на базе теоретических и экспериментальных исследований. Это позволяет моделировать процесс отключения электрической цепи, засчитать значения интеграла Джоуля с учетом времени гашения электрической дуги, определить время размыкания контактов и существенно сократить объем натурных экспериментов.

Наиболее опасным для оборудования режимом работы силовой трехфазной электрической цепи является режим короткого замыкания (КЗ), которое может быть одно- двух- или трехфазным. В этом случае для создания эффективной защиты линий электропередач и силового оборудования необходимо точно знать значение тока цепи, время возникновения и погасания электрической дуги, значение Джоулевого интеграла и т.д. Большинство таких параметров можно получить только при проведении дорогостоящих экспериментов либо на опытных установках, либо, что нежелательно, на реальных объектах. В этой связи практический интерес представляет математическое моделирование процессов в сетях при возникновении тока КЗ автоматическим выключателем (АВ). В настоящей статье рассматривается процесс отключения тока КЗ не токоограничивающим АВ, т.е. выключателем, у которого процесс размыкания электрических контактов происходит под действием механизма свободного расцепления (селективные выключатели и т.д). Так как наиболее распространенной трехфазной цепью для напряжений до 1000 В является трехфазная цепь соединенная по схеме "звезда" с нулевым проводом, то в дальнейшем, все процессы будут рассматривать-

ся для такой цепи. Расчетная электрическая схема работы цепи в номинальном режиме показана на рис. 1, где u_A, u_B, u_C – фазные напряжение; R_l, L_l – параметры линии, включая сопротивление обмоток питающего трансформатора; R_n, L_n – параметры нагрузки; Q – контакты автоматического выключателя; R_{j0}, L_{j0} – параметры нулевого провода; i_A, i_B, i_C, i_0 – токи соответствующих фаз и нулевого провода.

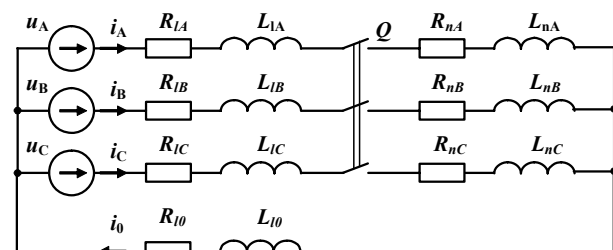


Рис. 1. Электрическая схема трехфазной цепи с нулевым проводом

Расчет токов в случае одно-, двух- или трехфазного КЗ на выводах выключателя осуществляется для соответствующих электрических схем, показанных на рис. 2.

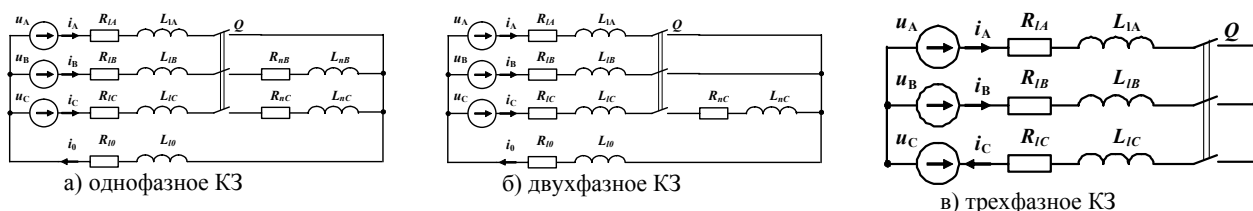


Рис. 2. Расчетные электрические схемы

Расчет может быть проведен как в случае внезапного возникновения тока КЗ (начальное значение тока равно номинальному), так и для случая включения автоматического выключателя на ток КЗ.

Для расчета переходных процессов в качестве исходных данных должны быть заданы фазные напряжения, а так же определены активные сопротивления и индуктивности линии, нагрузки, нулевого провода. Полное сопротивление линии рассчитывается по действующему значению установившегося тока трехфазного КЗ на выводах выключателя равному 30 номинальным и коэффициенту мощности $\cos(\varphi_{КЗ})=0,1$. Полное сопротивление нагрузки - по действующему значению номинального тока и $\cos(\varphi_n)=0,8$. Так как в цепи рис. 1, 2 все параметры взаимосвязаны и влияют на значения токов в фазах, то расчет токов КЗ проводится на основании решения системы дифференциальных уравнений при заданной начальной фазе напряжения.

При отключении не токоограничивающим АВ электрической цепи будем исходить из следующего:

- Время начала расхождения контактов АВ задано. Это время включает время достижения током цепи уставки, выдержку времени, время срабатывания механизма и время выбора провала контактов.
- Все контакты начинают двигаться одновременно под действием пружины отключения или иного механизма.
- Напряжение на дуге в каждой фазе можно аппроксимировать кусочно-линейной функцией [2].
- Дуга неподвижно горит на расходящихся контактах, пока расстояние между ними не достигнет

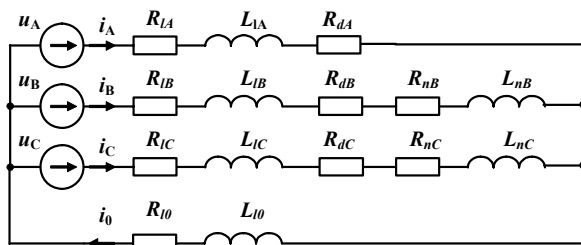
величины порядка (2,5-5) мм [1, 2], а далее она начинает двигаться, выходя на дугогасительные рога и входя в дугогасительную решетку.

- Скорость нарастания напряжения на движущейся дуге до момента полного ее вхождения в дугогасительную решетку зависит от значения тока цепи в момент расхождения контактов и определяется по экспериментальным данным [2].

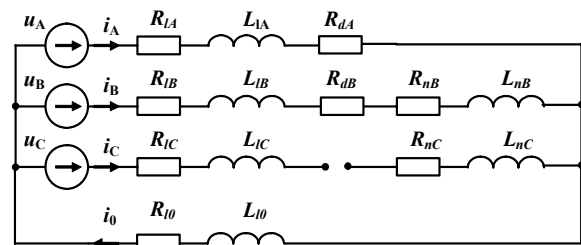
- После вхождения дуги в дугогасительную решетку, напряжение на ней постоянно и определяется либо по экспериментальным данным, либо расчетным путем в зависимости от конструкции дугогасительной камеры.

- Дуга на контактах гаснет либо под действием увеличивающегося падения напряжения на дуге, либо в первый переход тока через ноль после времени начала расхождения контактов.

Расчет дугогашения проводится для токов КЗ на основании соответствующих расчетных схем путем решения системы дифференциальных уравнений с учетом напряжения на дуге. При этом необходимо учитывать, что напряжение на дуге совпадает по знаку с током. Кроме того, необходимо учесть, что гашение дуги происходит не одновременно во всех трех фазах. В этом случае расчетная схема должна быть изменена, так как фаза, в которой ток равен нулю, в дальнейшем расчете не участвует рис. 3, где R_{dA} , R_{dB} , R_{dC} – активные сопротивления дуги.



а) схема цепи при однофазном КЗ



б) схема цепи при отсутствии дуги в фазе С

Рис. 3. Расчетные схемы электрической цепи.

На первом этапе был проведен расчет переходных процессов в электрической цепи при ее включении на ток КЗ. Система дифференциальных уравнений, описывающая этот процесс, обозначена (1).

Система (1) должна быть дополнена начальными условиями. При расчете одно-, двухфазного КЗ, соответствующие значения фазных нагрузок принимаются равными нулю. Для трехфазного КЗ система (1) трансформируется в (2).

На основании (1, 2) был проведен расчет изменения тока в цепи при включении АВ в случае КЗ в фазе А и трехфазное КЗ.

На рис. 4 показан процесс включения цепи на режим однофазного КЗ в относительных единицах при нулевой начальной фазе включения u_A . На рис. 5 – включение цепи на трехфазное КЗ на выводах выключателя.

$$\begin{aligned}
 i_A + i_B + i_C &= i_0 \\
 -u_A + u_C &= (L_C + L_{IC}) \cdot \frac{di_C}{dt} + (R_C + R_{IC}) \cdot i_C \\
 - (L_A + L_{IA}) \cdot \frac{di_A}{dt} - (R_A + R_{IA}) \cdot i_A & \\
 -u_B + u_A &= (L_A + L_{IA}) \cdot \frac{di_A}{dt} + (R_A + R_{IA}) \cdot i_A \\
 - (L_B + L_{IB}) \cdot \frac{di_B}{dt} - (R_B + R_{IB}) \cdot i_B & \\
 u_B &= (L_B + L_{IB}) \cdot \frac{di_B}{dt} + (R_B + R_{IB}) \cdot i_B \\
 + L_{I0} \cdot \frac{di_0}{dt} + R_{I0} \cdot i_0 &
 \end{aligned} \tag{1}$$

$$\begin{aligned}
i_A + i_B + i_C &= 0 \\
-u_A + u_C &= (L_C + L_{IC}) \cdot \frac{di_C}{dt} + (R_C + R_{IC}) \cdot i_C \\
-(L_A + L_{IA}) \cdot \frac{di_A}{dt} - (R_A + R_{IA}) \cdot i_A & \\
-u_B + u_A &= (L_A + L_{IA}) \cdot \frac{di_A}{dt} + (R_A + R_{IA}) \cdot i_A \\
-(L_B + L_{IB}) \cdot \frac{di_B}{dt} - (R_B + R_{IB}) \cdot i_B &
\end{aligned} \quad (2)$$

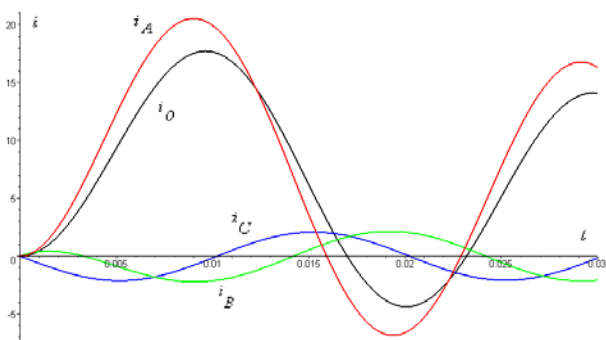


Рис. 4. Переходный ток в цепи при включении на однофазное КЗ

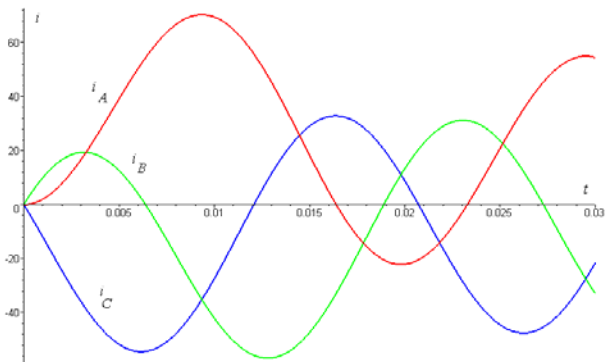


Рис. 5. Включение на трехфазное КЗ на выводах выключателя

Для расчета процесса отключения электрической цепи АВ необходимо определиться со значениями напряжения на дуге и скоростью его нарастания в функции времени. Такие значения были получены на основании экспериментальных данных для автоматических выключателей серии АЗ700 [2]. Так как для не токоограничивающих выключателей время размыкания контактов одинаково, а ток в каждой фазе различен, то и скорости нарастания напряжения будут различны. Напряжение на дуге может быть аппроксимировано зависимостью рис.6, где t_c – время начала размыкания контактов; t_{d0} – время неподвижного горения дуги на контактах; t_{dk} – время от начала движения дуги до входа её в дугогасительную решетку для соответствующей фазы; U_{d10} – начальное напряжение на дуге в момент её возникновения; U_{d20} – напряжение на дуге в момент начала ее движения; U_{dm} – максимальное напряжение на дуге, горящей в решетке. При расчете были приняты следующие значения параметров напряжения на дуге: $t_c = 20$ мс; $t_{d0} = 2,5$ мс при средней скорости размыкания контактов 2 м/с; t_{dk} определя-

лось значением тока в момент размыкания контактов [2]; $U_{d10} = 15$ В; $U_{d20} = 35$ В; $U_{dm} = 1,6U_n$.

Уравнение напряжения на дуге представлено кусочно-линейной функцией (3).

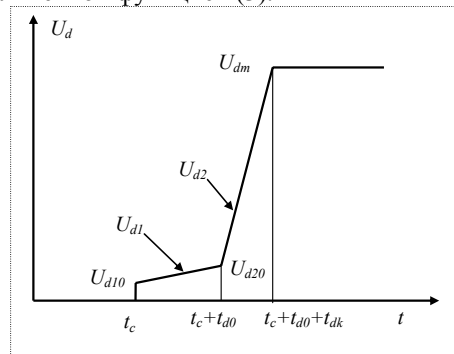


Рис. 6. Линейная аппроксимация напряжения на дуге

$$U_d = \begin{cases} \text{если } t < t_c, \text{ тогда } U_d = 0 \\ \text{если } t > t_c \ \& \ t < t_c + t_{d0}, \\ \text{тогда } U_d = U_{d1}(t) \\ \text{если } t \geq t_c + t_{d0} \ \& \ t < t_c + t_{d0} + t_{dk}, \\ \text{тогда } U_d = U_{d2}(t) \\ \text{если } t \geq t_c + t_{d0} + t_{dk}, \text{ тогда } U_d = U_{dm}. \end{cases} \quad (3)$$

Для построения корректной математической модели помимо напряжения на дуге в программу расчета необходимо ввести дополнительное сопротивление, которое будет имитировать обрыв тока и переключение цепи в случае погасания дуги в одной из фаз:

$$R_d = \begin{cases} 0, \text{ если } t \leq t_c \\ \infty, \text{ если } t > t_c \ \& \ |i_K| < \varepsilon \end{cases} \quad (4)$$

где R_d – эквивалент сопротивления цепи при погасании дуги в соответствующей фазе; t_c – время размыкания контактов; i – ток в соответствующей фазе; ε – некоторая малая величина.

В этом случае расчетная обобщенная система уравнений будет иметь следующий вид (5).

По описанной математической модели был рассчитан процесс ВО автоматического выключателя на однофазное рис. 7 и двухфазное КЗ рис. 8. На рис. 9 показаны напряжения на дугах для трехфазного КЗ, расчетная система уравнений (6) и токи фаз рис. 10.

$$\begin{aligned}
i_A + i_B + i_C &= i_0 \\
-u_A + u_C &= (L_C + L_{IC}) \cdot \frac{di_C}{dt} + (R_C + R_{IC} + R_{dC}) \cdot i_C \\
-(L_A + L_{IA}) \cdot \frac{di_A}{dt} - (R_A + R_{IA} + R_{dA}) \cdot i_A + U_{dC} \cdot \text{signal}(i_C) & \\
-U_{dA} \cdot \text{signal}(i_A); & \\
-u_B + u_A &= (L_A + L_{IA}) \cdot \frac{di_A}{dt} + (R_A + R_{IA} + R_{dA}) \cdot i_A \\
-(L_B + L_{IB}) \cdot \frac{di_B}{dt} - (R_B + R_{IB} + R_{dB}) \cdot i_B & \\
+ U_{dA} \cdot \text{signal}(i_A) - U_{dB} \cdot \text{signal}(i_B); & \\
u_B &= (L_B + L_{IB}) \cdot \frac{di_B}{dt} + (R_B + R_{IB} + R_{dB}) \cdot i_B \\
+ L_{I0} \cdot \frac{di_0}{dt} + R_{I0} \cdot i_0 + U_{dB} \cdot \text{signal}(i_B); &
\end{aligned} \quad (5)$$

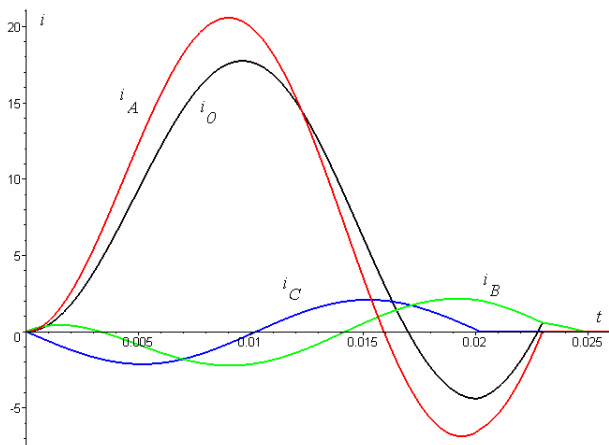


Рис. 7. Изменение тока в цепи в цикле ВО при однофазном КЗ

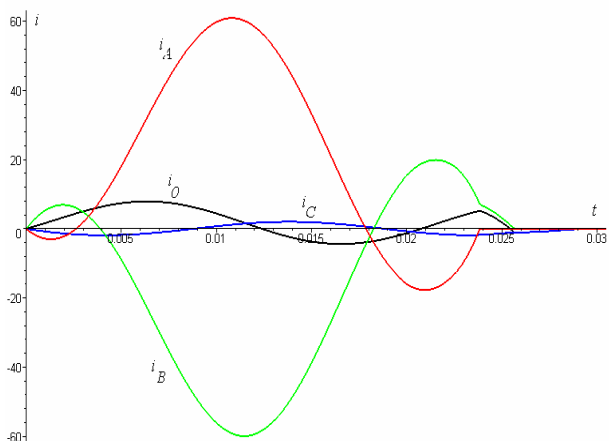


Рис. 8. Изменение тока в цепи в цикле ВО при двухфазном КЗ в фазах А и В

$$\begin{aligned}
 & i_A + i_B + i_C = 0 \\
 & -u_A + u_C = (L_C + L_{IC}) \cdot \frac{di_C}{dt} + (R_C + R_{IC} + R_{dC}) \cdot i_C \\
 & - (L_A + L_{IA}) \cdot \frac{di_A}{dt} - (R_A + R_{IA} + R_{dA}) \cdot i_A \\
 & + U_{dC} \cdot \text{signal}(i_C) - U_{dA} \cdot \text{signal}(i_A); \\
 & -u_B + u_A = (L_A + L_{IA}) \cdot \frac{di_A}{dt} + (R_A + R_{IA} + R_{dA}) \cdot i_A \\
 & - (L_B + L_{IB}) \cdot \frac{di_B}{dt} - (R_B + R_{IB} + R_{dB}) \cdot i_B \\
 & + U_{dA} \cdot \text{signal}(i_A) - U_{dB} \cdot \text{signal}(i_B);
 \end{aligned} \tag{6}$$

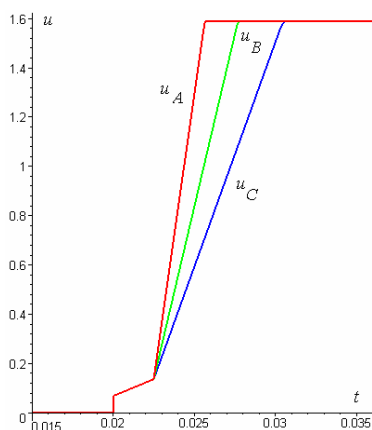


Рис. 9. Расчетные значения напряжения на дугах в фазах

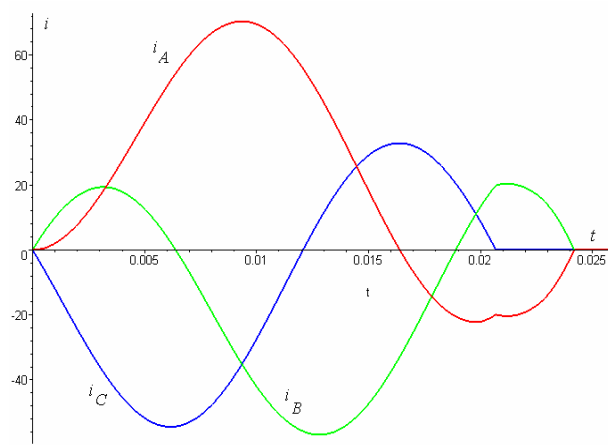


Рис. 10. Изменение тока цепи в цикле ВО при трехфазном КЗ на выводах выключателя

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основании теоретических и экспериментальных исследований разработана математическая модель имитации отключения электрической цепи автоматическим выключателем, которая позволяет частично отказаться от дорогостоящих натуральных экспериментов, и дает возможность:

1. На основании заданных параметров определить значения токов короткого замыкания в различных режимах (одно-, двух- и трехфазное КЗ) с учетом параметров цепи.

2. Рассчитать значение Джоулевого интеграла с учетом времени горения дуги на контактах выключателя и параметров цепи.

3. Определить время начала размыкания контактов с учетом допустимого значения Джоулевого интеграла и требований селективной защиты для различных цепей.

4. Программа может являться источником входных данных для определения параметров работы микропроцессорных расцепителей автоматических выключателей.

5. Дальнейшее дополнение модели программой работы микропроцессорного расцепителя позволит создать единую модель отключения цепи автоматическим выключателем.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Гушин В.Я. Повышение коммутационной способности автоматических выключателей за счет применения электродинамических устройств. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Харьков, 1972.
- [2] Кобозев А.С. Повышение предельной коммутационной способности токоограничивающих выключателей за счет оптимизации их параметров. Харьков, 1980.

Поступила 19.01.2007

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ЛИНЕЙНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ТОКОПРОВОДЯЩИМ СЛОЕМ НА БЕГУНЕ МЕТОДОМ КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Голенков Г.М., к.т.н., доц., Веремеенко А.В.

Киевский национальный университет строительства и архитектуры

Украина, 03680, Киев, пр. Воздухофлотский, 31, КНУСА, кафедра "Электротехники и электропривода"

тел. (044) 241-55-65

Розглянуто конструкцію комутаційного апарату, приводом якого є коаксіально-лінійний асинхронний електродвигун з струмопроводним шаром на вторинному елементі і виконано оптимізацію його параметрів методом кінцевих елементів.

Рассмотрена конструкция коммутационного аппарата, приводом которого является коаксиально-линейный асинхронный электродвигатель с токопроводящим слоем на вторичном элементе и выполнена оптимизация его параметров методом конечных элементов.

ВВЕДЕНИЕ

Коммутационные аппараты широко применяются в стройиндустрии, на транспорте, в электроприводах дозаторов, в различных устройствах автоматики и т.д. В качестве исполнительных механизмов чаще всего используются приводы электромагнитной, пневматической и гидравлической систем. Данные аппараты имеют такие недостатки, как низкий коэффициент полезного действия, недостаточную надежность, ограниченность применения в труднодоступных местах объектов, связанных, например, с высокой температурой, агрессивной средой и влажностью.

Конструкция существующих коммутационных аппаратов с линейным асинхронным двигателем (ЛАД) [1, 2, 3] могли бы исключить перечисленные недостатки. Однако эти аппараты с приводом исполнительного механизма ЛАД недостаточно изучены. В связи с этим целью данной работы является расчет методом конечных элементов электромагнитного поля и сил в ЛАД с токопроводящим слоем на вторичном элементе (медным покрытием).

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

На рис. 1 изображена конструкция коаксиально-линейного асинхронного двигателя с токопроводящим слоем на вторичном элементе, который состоит из: корпуса статора 1, магнитопровода статора 2, зубцов статора 3, обмотки статора 4, трубы магнитопровода 5, токопроводящего слоя (медная труба) 6.

При подаче переменного тока на обмотку статора возникает бегущее магнитное поле, которое при взаимодействии с индуцируемыми токами во вторичном контуре (бегуне) вызывает электромагнитное усилие, которое приводит к перемещению бегуна.

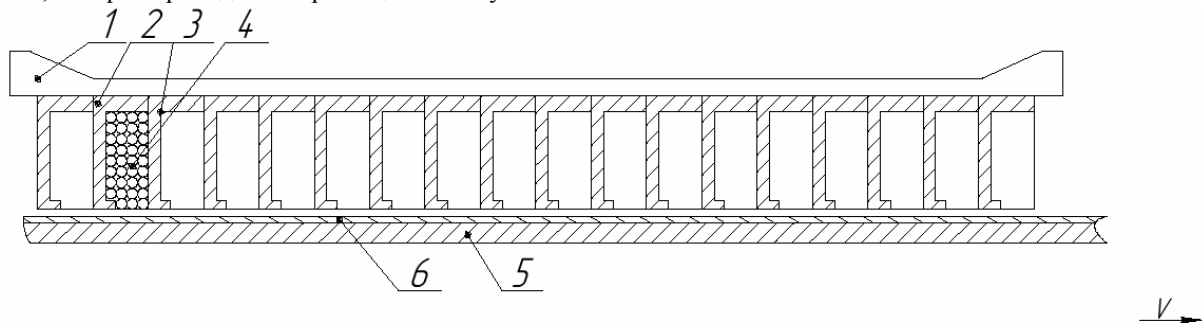


Рис. 1. Линейный асинхронный двигатель с токопроводящим слоем на бегуне

При проектировании такого типа ЛАД важной задачей является оптимизация конструктивных параметров бегуна двигателя, т.е. определение толщины стальной трубы и толщины медного покрытия.

В данной работе с целью получения конструктивных и энергетических параметров ЛАД с токопроводящим слоем на вторичном элементе необходимо провести исследования двигателя в заторможенном режиме. В работе на данном этапе исследуется двигатель при взаимодействии медного покрытия с бегущим полем статора.

Для анализа основных характеристик исследуемого двигателя в работе выполнялся численный расчет магнитного поля методом конечных элементов с помощью программы FEMM [4].

Задача решалась в осесимметричной постановке в цилиндрической системе координат в плоскости roz для векторного потенциала A , имеющего единственную φ -компоненту - $A = (0, A_\varphi, 0)$ в магнитоэстатическом приближении.

Из системы дифференциальных уравнений Максвелла для квазистационарного магнитного поля

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = \mathbf{J}, \quad \mathbf{B} = \operatorname{rot} \mathbf{A} \quad (1)$$

и уравнения состояния магнитного материала, записанного в виде:

$$\mathbf{B} = \mu_{\text{eff}}(\mathbf{B}) \cdot \mathbf{H}, \quad (2)$$

получим следующее уравнение для векторного потенциала:

$$\operatorname{rot} \times \left(\frac{1}{\mu_{\text{eff}}(\mathbf{B})} \operatorname{rot} \mathbf{A} \right) = -j\omega \sigma \mathbf{A} + \mathbf{J}_{\text{стр}}. \quad (3)$$

Здесь H - напряженность магнитного поля А/м, B - магнитная индукция, Тл, A - векторный потенциал, Вб/м², $J_{стр}$ - плотность тока в обмотке статора – полагается известной величиной, А/мм², $\mu_{eff}(B)$ - эффективная магнитная проницаемость, зависящая от B , j - мнимая единица, ω - угловая частота, рад/с, σ - электропроводность материала бегуна, Ом⁻¹.

Расчет величины электромагнитной силы, действующей на бегун, выполнялся на основании тензора натяжения Максвелла T согласно следующему выражению [5]:

$$F_{эм} = \int_S 2 \cdot \pi \cdot r \cdot n \cdot T \cdot dS, \quad (4)$$

причем вычислялась осевая компонента силы. Здесь n - единичный вектор внешней нормали к поверхности бегуна S .

АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ РАСЧЕТА

На рис. 2 показано распределение модуля магнитной индукции (а), модуля напряженности магнитного поля (б), модуля плотности электрического тока (в) в осевом сечении линейного асинхронного двигателя, а также распределение средневзвешенного тензора натяжения Максвелла (величины nT) в воздушном зазоре между бегуном и статором. Тонкими черными линиями показана действующая составляющая векторного магнитного потенциала, серыми – мнимая. Из картины распределения поля видно, что максимальное значение индукции достигается в угловых зонах и имеет значение около 1,9 Тл при токовой нагрузке 5 А/мм²; существует небольшой магнитный поток рассеяния.

На рис. 3 показан график распределения модуля магнитной индукции вдоль активной части бегуна в середине воздушного зазора между вторичным элементом и статором.

Неравномерное распределение магнитной индукции в средней части графика связано с Г-образным профилем полюсного концентратора на статоре.

Определяем максимальное тяговое усилие при изменении толщины медного покрытия с разрезанной и сплошной стальной трубой.

На рис. 4 показана оптимальная толщина медного покрытия, равная 2,2 мм, тяговое усилие при этом составляет максимальное значение 580 Н; при отсутствии медного покрытия тяговое усилие в начале координат значительно меньше. С увеличением толщины покрытия более чем 2,2 мм тяговое усилие снижается. В данной работе все графики рассчитывались в заторможенном режиме двигателя т.е. при скольжении, равном единице.

Анализируя рис. 5 (график зависимости тягового усилия от толщины стенки бегуна ЛАД), заметим, что тяговое усилие практически не изменяется при толщине стальной трубы, больше 1,5 мм, и медного покрытия, равного 2,2 мм.

Из-за конструктивных особенностей коммутационного механизма толщину стальной трубы бегуна принимаем равной 5 мм.

Исследования двигателя показали, что при перемещении бегуна (рис. 6), начиная с 50 мм, усилие без медного покрытия составляет 80÷180 Н, а с медным покрытием 150÷580 Н.

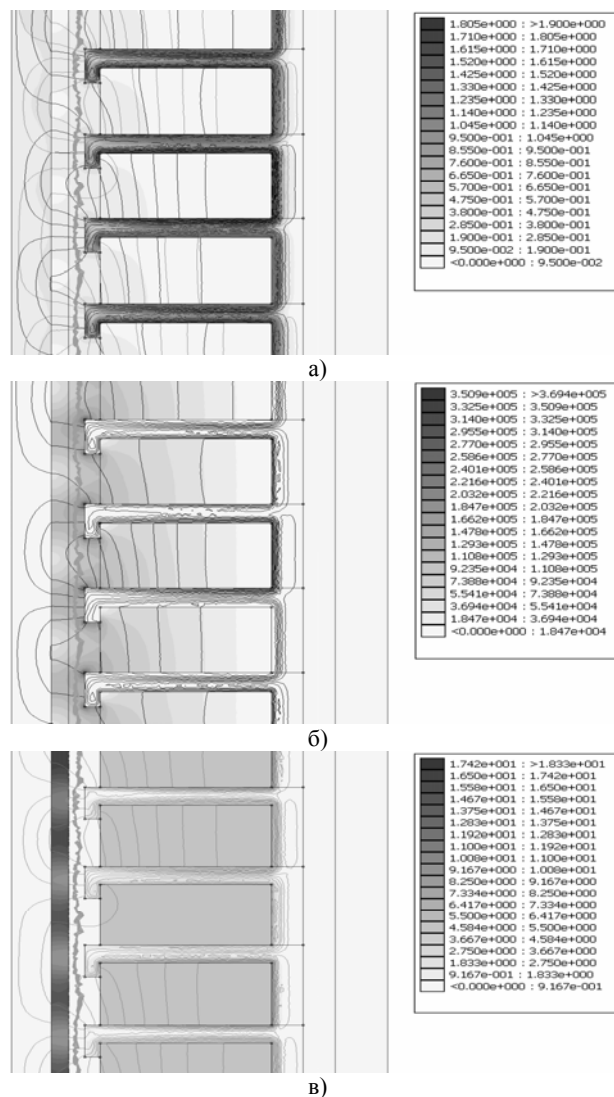


Рис. 2. Распределение модуля магнитной индукции (а), модуля напряженности магнитного поля (б), модуля плотности электрического тока (в) в осевом сечении линейного асинхронного двигателя

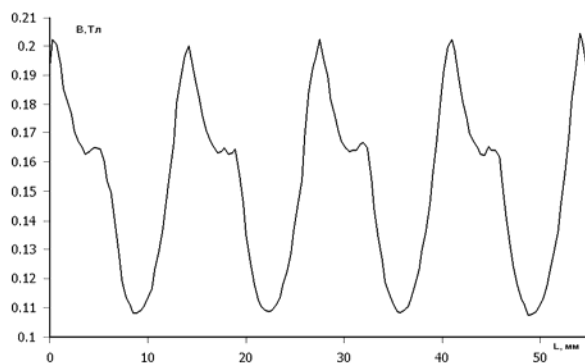


Рис. 3. Распределение по длине модуля магнитной индукции в середине воздушного зазора

Видно, что из-за наличия зубцов на статоре возникает пульсирующие силы, но благодаря медному покрытию они сглаживаются.

На рис. 7 видно, что при увеличении плотности тока до 15 А/мм² тяговое усилие возрастает приблизительно пропорционально квадрату тока, а выше этой величины линейно, что связано с явлением насыщения стали.

Следовательно, при расчете основных энергетических параметров двигателя следует рассчитывать плотность тока до 15 А/мм^2 . При кратковременном режиме работы максимальное тяговое усилие составляет 400 Н , что достаточно для коммутационных аппаратов такого класса [2,3].

ВЫВОДЫ

В работе исследовано влияние на величину электромагнитной силы ЛАД основных параметров его бегуна и показано, что:

- при толщине медного покрытия, равной $2,2 \text{ мм}$, тяговое усилие максимальное и составляет 580 Н ;
- при отсутствии медного покрытия тяговое усилие составляет 180 Н ;
- при разрезанной и сплошной стальной трубах, где толщина более $1,5 \text{ мм}$, тяговое усилие практически не изменяется и составляет 580 Н , при перемещении бегуна на 250 мм ;
- при проектировании двигателя толщина стальной трубы должна быть не менее $1,5 \text{ мм}$.

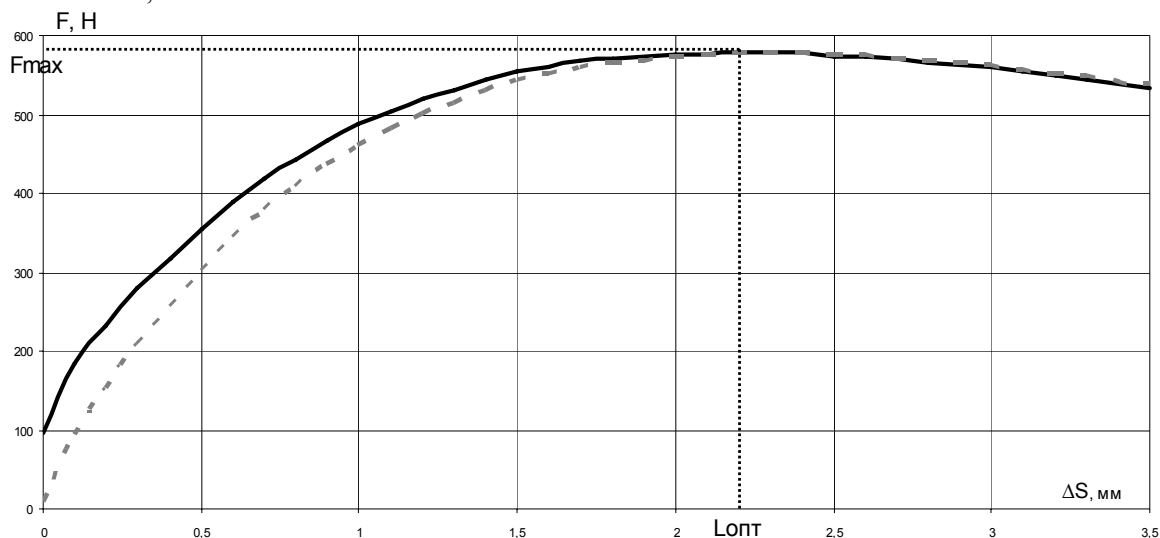


Рис. 4. Зависимость тягового усилия от толщины медного покрытия при разрезанной (пунктиром) и сплошной (черной) стальной трубе бегуна ЛАД

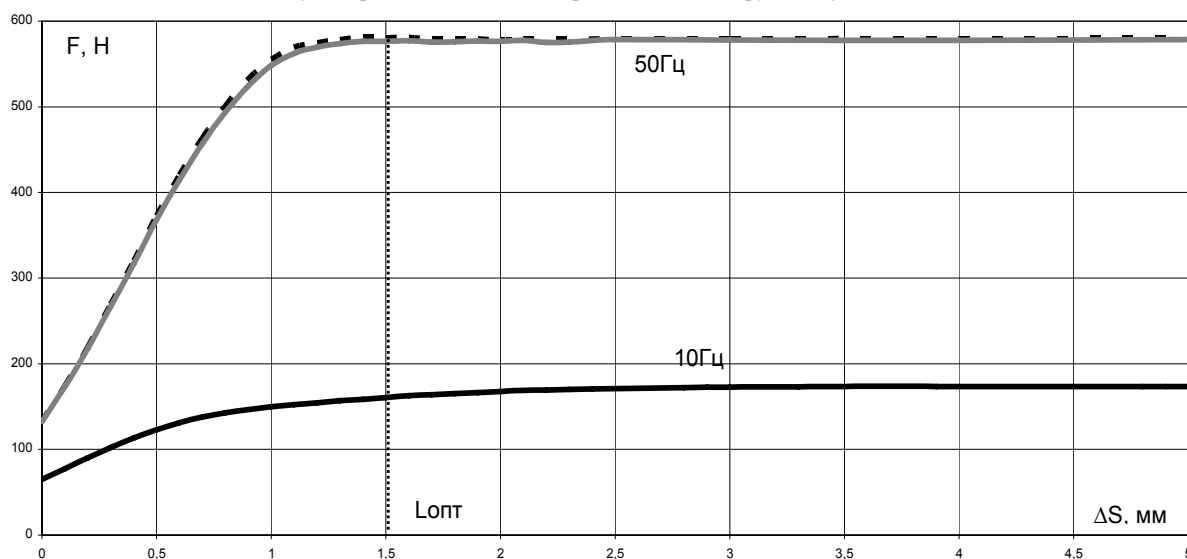


Рис. 5. Зависимость тягового усилия от толщины стенки стальной трубы бегуна ЛАД (разрезанной и сплошной)

ЛИТЕРАТУРА

[1] Голенков Г.М., Веремеенко А.В. – Моделирование работы коммутационного аппарата с комбинированной обмоткой линейного асинхронного двигателя. - Луганск: Научный журнал, 2007г.
 [2] Богаенко Е.М., Богаенко М.В., Веремієнко А.В., Голенков Г.М., Попков В.С. Электродвигун зворотнопоступального руху. Деклараційний патент на корисну модель, заявка № а 2006 13644 від 22.12.2006.
 [3] Богаенко Н.В., Григоренко В.Н., Кукуруза П.В. Безредукторный привод на основе линейного электродвигателя для

разъединителя системы электроснабжения метрополитенов. Метрополитен. ЦНИИТЭИ МПС, 1983. Бюл. №1.
 [4] <http://femm.foster-miller.net>
 [5] Шимони К. Теоретическая электротехника. Мир, 1964, 774 с.
 [6] Гольдберг О.Д. Проектирование электрических машин. М.: Высшая школа, 1984, 432 с.
 [7] Грудинский П.Г. Чиликин М.Г. Электротехнический справочник. Москва "Энергия". 1974.

Поступила 16.07.2007

A PROBLEM OF POWER SUPPLY OF MICROPROCESSOR-BASED PROTECTIVE RELAYS AT EMERGENCY MODE

Gurevich Vladimir, Ph.D.
Israel Electric Corp., Central Electric Laboratory
POB 10, Haifa 31000, Israel
Fax: (+ +1)603-308-5909, E-mail: gurevich2@bezeqint.net

Розглянуто проблему електроживлення мікропроцесорних пристроїв релейного захисту на підстанціях зі змінною та постійною оперативною напругою в аварійних режимах. Рекомендовано застосовувати конденсатори великої ємності та суперконденсатори як накопичувачі енергії для короткочасного живлення захисних реле в аварійних режимах.

Рассматривается проблема электропитания микропроцессорных устройств релейной защиты на подстанциях с переменным и постоянным оперативным напряжением в аварийных режимах. Рекомендуется использовать конденсаторы большой емкости и суперконденсаторы в качестве накопителей энергии для кратковременного питания защитных реле в аварийных режимах.

As is known, both auxiliary AC and DC voltages are used at power substations. Use of DC auxiliary voltage increases the essential reliability of relay protection due to use of a powerful battery, capable of supporting the required voltage level on the crucial elements of the substation at emergency mode with the AC power network disconnected. However, this increase of reliability comes at the cost of an essential rise in price of the substation and its maintenance. On the other hand, electromechanical relays of all types do not demand an external auxiliary power supply for proper operation, as their operation requires input signals only. There may be some problem when it is necessary to energize the trip coil of the high-voltage circuit breaker at loss of auxiliary voltage in the emergency mode, but this problem has been solved for a long time and simply enough through use of a storage capacitor. It is constantly charged at the normal operating mode from the AC auxiliary power supply through a rectifier and provides a power current pulse to the trip coil on operation of the protective relay in the emergency mode.



Fig. 1. One of the modern capacitor trip unit providing accumulation and long storage of energy for a feed of trip coil of circuit breaker at absence of an auxiliary voltage

A modern capacitor trip unit contains, in addition, little nickel-cadmium cells and a low-power solid state inverter for an output voltage of 250 V, through which

the main capacitor is constantly recharged from a battery while auxiliary voltage is disconnected.

The power capacity of the inverter makes mill watts which are spent only for compensation of self-discharging of the capacitor. Such compact devices (Fig. 1) are issued by many companies and allow keeping the capacitor charged for several days. Clearly, in such conditions, sufficient reliability of relay protection, even on an operative alternating current, is provided. For this reason, the operative alternating current is applied very widely.

The situation began to change with the introduction of microprocessor-based relays and the mass replacement of electromechanical relays by them. To the many problems caused by this transition [1, 2], one more problem was added. As is known, the internal switching-mode power supply, admitting use as auxiliary AC and DC voltages, has an overwhelming majority of microprocessor-based protective relays (MPR). Therefore, at first sight, there should be no reasons to interfere with the use of an auxiliary AC voltage on substations with MPR. The problem arises when there is not enough power for normal operation of an overwhelming majority of MPR and only the presence of corresponding input signals (as for electromechanical relays) and also requires a feed from an auxiliary supply. How will the MPR behave at loss of this feed at failure mode when the hard work of the microprocessor and other internal elements is required? How will the complex relay protection (containing some of MPR, incorporated in the common system by means of the network communication when there are also losses of auxiliary feed) function? How will the MPR behave during voltage sags (brief reductions in voltage, typically lasting from a cycle to a second or so, or tens of milliseconds to hundreds of milliseconds) during failure? We shall try to understand these questions.

The internal switching-mode power supply of the MPR contains, as a rule, a smoothing capacitor of rather large capacity, capable of supporting the function of the relay during a short time period. According to research which has been lead by General Electric [3] for various types of MPR this time interval takes 30 - 100 ms. In view of that time of reaction, the MPR for emergency op-

eration lays in the same interval and depends on that type of emergency mode, it is impossible to tell definitely, whether protection will have sufficient time to work properly. At any rate, it is not possible to guarantee its reliable work. It is a specially problematic functioning of protection relays with the time delay, for example the distance protection with several zones (steps of time delay, reaching up to 0.5 – 1.0 s and more). Also it is possible to only guess what will take place with the differential protection containing two remote complete sets of the relay, at loss of a feed of one of them only.

Voltage sags are the most common power disturbance. At a typical industrial site, it is not unusual to see several sags per year at the service entrance, and far more at equipment terminals.

These voltage sags can have many causes, among which may be peaks of magnetization currents, most often at inclusion of power transformers. Recessions and the rises of voltage arising sometimes at failures and in transient modes are especially dangerous when coming successively with small intervals of time. The level and duration of sags depend on a number of external factors, such as capacity of the transformer, impedance of a power line, remoteness of the relay from the substation transformer, the size of a cable through which feed circuits are executed, etc. MPR also have a wide interval of characteristics on allowable voltage reductions. As mentioned in [3], various types of MPR keeps working capability at auxiliary voltage reduction from the rated value of up to 70 - 180 V. Thus MPR with a rated voltage of 240 V supposes a greater (in percentage terms) voltage reduction than devices with a rated voltage 120 V. It is also known that any microprocessor device demands a long time from the moment of applying of a feed (auxiliary voltage) to full activation at normal mode. For a modern MPR with a built-in system of self-checking this time can reach up to 30 sec. It means that even after a short-term failure with auxiliary voltage (voltage sag) and subsequent restoring of voltage level, relay protection still will not function for a long time.

What is the solution to the problem offered by the experts [3] from General Electric? Fairly marking, that existing capacitor trip devices obviously are not sufficient to feed MPR, as reserved energy in them has enough only for creation of a short duration pulse of a current and absolutely not enough to feed MPR, the author comes to the conclusion that it is necessary to use an uninterrupted power supply (UPS) for feeding the MPR in an emergency mode. The second recommendation of the author - to add an additional blocking element (a timer, for example, or internal logic of MPR) will prevent closing of the circuit breaker before the MPR completely becomes activated. Both recommendations are quite legitimate. Here only usage UPS with a built-in battery is well known as a solution for maintenance of a feed of crucial consumers in an emergency mode. This solution has obvious foibles and restrictions (both economic and technical). Use of blocking for switching-on of the circuit breakers can be a very useful idea which should be undoubtedly used, however it does not always solve the problem as failures of

voltage feeding connected to operation of the circuit breaker is always a possibility.

In our opinion, a more simple and reliable solution of the problem is use of a special capacitor with large capacity connected in parallel to the feed circuit of every MPR instead of UPS usage. High-quality capacitors with large capacity and rated voltage of 450 - 500 V are sold today by many companies under the price, approximately, €150 - 200 and are not deficient, see the table below.

Table 1
Parameters of capacitors with large capacity and rated voltage of 450 - 500 V

Capacity, μF	Rated Voltage, V	Dimensions (diameter, height), mm	Manufacturer and capacitor type
6000	450	75 x 220	EVOX-RIFA PEH200YX460BQ
4700	450	90 x 146	BHC AEROVOX ALS30A472QP450
10.000	450	90 x 220	EVOX-RIFA PEH200YZ510TM
4000	500	76.2 x 142	Mallory DuraCap 002-3052
4000	450	76.2 x 142	CST-ARWIN HES402G450X5L
6900	500	76.2 x 220	CST-ARWIN CGH692T500X8L

Elementary calculation shows that when charged up to a 250 V one 5000 μF capacitor is capable of feeding a load with consumption power 30 - 70 VA up to voltage decreasing to a minimum level of 150 V during 3 - 5 s, that is quite enough for operation of the MPR in the emergency mode. Use of such capacitor for auxiliary voltage of 220 V AC requires, naturally, a rectifier and some more auxiliary elements (Fig. 2).

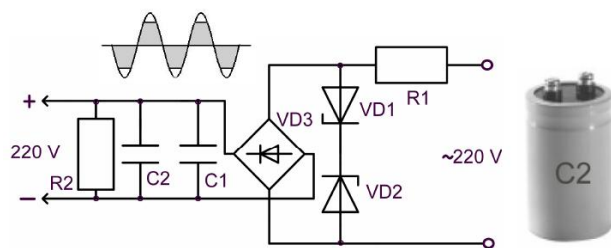


Fig. 2. The device for reserve feed of MPR at emergency mode with AC auxiliary voltage

In this device a capacitor of large capacity is designated, such as C2. The C1 auxiliary-not- electrolytic capacitor with capacity in some microfarads serves for smoothing pulsations on electrolytic capacitor C2. It is possible to include also in parallel to C1 one more ceramic capacitor with a capacity of some thousand picofarads, for protection of C2 against the high-frequency harmonics contained in mains AC voltage. A R1 (200 - 250 Ohm) resistor limits the charging current of C2 at a level near 1A. The same resistor also limits pulse currents proceeding through back-to-back connected Zener diodes VD1 and VD2. Resistor R2 has high resistance and serves to accelerate the discharging capacitor up to a safe volt-

age at switching-off of the auxiliary voltage. Zener diodes are intended for the maximal value voltage limits of capacitor C2 at a level of 240 V. Without such limitations on the device output voltage would reach a value of more than 300 V due to the difference between r.m.s. and peak values of voltage. That is undesirable both for MPR and for C2. The Zener diodes slices part of a voltage sinusoid in which amplitude exceeds 240 V, forming a voltage trapeze before rectifying. As powerful Zeners for rating voltage above 200 V are not at present on the market, it is necessary to use two series connected Zeners with dissipation power of 10 W and rating voltage of 120 V, as each of Zeners (VD1, DD2 - for example types 1N1810, 1N3008B, 1N2010, NTE 5223A, etc).

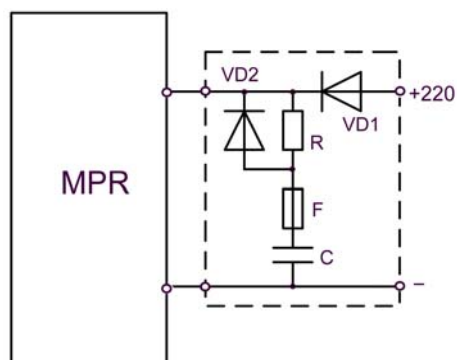


Fig. 3. The device for reserve feed of MPR at emergency mode with DC auxiliary voltage.

As further research of this type of situation clarified, the problem of maintenance of reliable feed MPR is relevant not only for substations with AC auxiliary voltage, but also for substations with DC voltage. Many situations where the main substation battery becomes switched-off from the DC bus bars are known. In this case nothing terrible occurs, as the voltage on the bus bar is supported by charger. However, if during this period an emergency mode occurs in a power network, the situation appears to be no better, since use of an AC auxiliary voltage as charger feeds from the same AC network. Usually an electrolytic capacitor with some hundreds of microfarads for smoothing voltage pulsations is included on the charger output. Since not only many MPRs, but also set of other consumers are connected to charger output it is abundantly clear that this capacity is not capable of supporting the necessary voltage level on the bus bars during the time required for proper operation of the MPRs. For maintenance of working capability of MPRs in these conditions it is possible to use the same technical solution with the individual storage capacitor connected in parallel to each MPR feeding circuit. Now the design of the device will be much easier, due to a cut- out from the circuit diagram of Zeners and rectifier bridge (Fig. 3). The resistor R (100 Ohm) is necessary for limiting of the charging current of the capacitor at switching-on auxiliary voltage with a fully discharged capacitor. Diode VD1 should be for a rated current of not less than 10 A. High capability quick blow fuse F (5 A/1500 A, 500 V) intended for protection both: feeding circuit of MPR and external DC circuit at damaging of the capacitor.

One more variant of the solution of this problem for substations with DC auxiliary voltage is to not use an individual capacitor for each MPR, but rather a special "supercapacitor" capable of feeding a complete relay protection system set together with conjugate electronic equipment within several seconds. Such supercapacitors are can already be found on the market under brand names such as: "supercapacitors", "ultracapacitors", "double-layer capacitors", and also "ionistors" (for Russian-speaking technical literature). There are electrochemical components intended for storage of electric energy. On specific capacity and speed of access to the reserved energy they occupy an intermediate position between large electrolytic capacitors and standard accumulator batteries, differing both from one and the others in their principle of action, based on redistribution of charges in electrolyte and their concentration on the border between the electrode and electrolyte. Today, supercapacitors are produced by many Western companies (Maxwell Technologies; NessCap; Cooper Bussmann; Epcos; etc.) and also some Russian enterprises (ESMA; ELIT; etc.). The capacity of modern supercapacitors reaches hundreds and even thousand of Farads, however the rated voltage of one element does not exceed, as a rule, 2.3 - 2.7 V. For higher voltage separate elements connecting among themselves in parallel and series as consistent units (Fig. 4).



Fig. 4. Internal design of high-voltage (ten voltages) supercapacitor, assembled from number of low-voltage elements

Unfortunately, supercapacitors are not so simply incorporated among themselves as ordinary capacitors, demand leveling resistors at series cells connection and special electronic circuits for alignment of currents at parallel cells connection. As a result, such units turn out to be rather "weighty", expensive and not so reliable (there could be enough damage to one of the internal auxiliary elements to cause failure of the entire unit). For example combined supercapacitor manufactured by the NessCap firm, with a capacity of 51 F and voltage of 340 V, weighs 384 kg! One unique company known to us which produces individual modules (that is not containing too many low-voltage cells inside) for high voltage, fig. 5, is the Canadian firm "Tavrma". Its ESCap90/300 type supercapacitor (see table below) approaches our purposes quite well.



Fig. 5. High-voltage supercapacitors made as single module and main parameters of the ESCap90/300 type capacitor

At use of supercapacitor SC, the feeding circuit of the protective relays should be allocated into a separate line connected to the DC bus bar through diode D (Fig. 6).

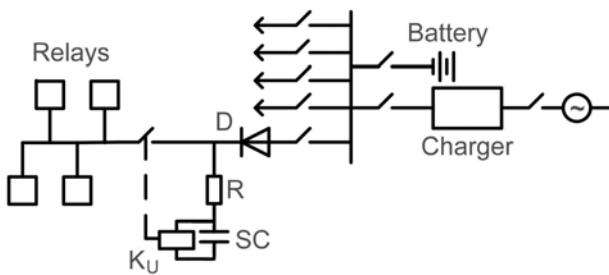


Fig. 6. Example of usage of the supercapacitor as group power supply for protective relays at emergency mode with DC auxiliary voltage

K_U - voltage relay; SC - the supercapacitor

Rated Voltage, V	300
Capacitance, F	2.0
Max. Power, kW	75
Max. Energy, kJ (at 300 V)	90
Internal Resistance, Ohm	0.3
Dimensions, mm	Dia. 230 x 560
Weight, kg	35
Temperature, °C	-40 +55
Price per Unit (for 2006), \$	1000.00

Due to the large capacity of the supercapacitor the voltage reduction on feeding input of MPR at emergency mode (with loss of an external auxiliary voltage) will occur very slowly, even after passage of the bottom allowable limit of the feeding voltage. From the personal experience of the author, cases of false operation of the microprocessor systems have been known to occur at slow feeding voltage reduction, below allowable levels. This can be explained by the existence of different electronic components of a high degree of integration serving the microprocessor, having different allowable levels of voltage feeding reduction and stopping the process of voltage reduction serially, breaking the internal logic of the MPR operation. If such equipment is found in the MPR, used on the given substation, in parallel to the supercapacitor, it should be connected to a simple voltage monitoring relay K_U , which disconnects the supercapacitor at a voltage reduction below the lowest allowable level, for example, lower than 150 - 170 V.

REFERENCES

- [1] Gurevich, "Electrical Relays: Principles and Applications". – Taylor & Francis Group, London – New-York, 2005, 704 pp.
- [2] V. Gurevich, "Nonconformance in Electromechanical Output Relays of Microprocessor-Based Protection Devices Under Actual Operation Conditions", *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2006, vol. 1, p.12 – 16.
- [3] Гуревич В.И. Микропроцессорные реле защиты: новые перспективы или новые проблемы? // *Электрические сети и системы*, 2006, N. 1, С. 49–60.
- [4] Gary H. Fox, "Applying Microprocessor-Based Protective Relays in Switchgear with AC Control Power. *IEEE Transaction on Industry Applications*", vol. 41, No. 6, 2005, pp. 1436 – 1443.

Поступила 05.10.2006

МІЖНАРОДНИЙ ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИЙ СЛОВНИК: УКРАЇНСЬКІ ПЕРСПЕКТИВИ

Клименко Б.В., д.т.н., проф.

Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут"

Україна, 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПІ", кафедра "Електричні апарати"

тел. (057) 707-62-81, E-mail: kbv@kpi.kharkov.ua

Продовжується публікація перекладів вибраних частин МЕС, а саме частини 441 - Switchgear, controlgear and fuses (Комутаційна апаратура, апаратура керування та запобіжники). Пропонується переклад розділу 441-17 – "Characteristic quantities of switchgear, controlgear and fuses (Характеристики комутаційної апаратури, апаратури керування та запобіжників)".

Продолжается публикация переводов избранных частей МЭС, а именно части 441 - Switchgear, controlgear and fuses (Коммутационная аппаратура, аппаратура управления и предохранители). Предлагается перевод на украинский язык раздела 441-17 – "Characteristic quantities of switchgear, controlgear and fuses (Характеристики коммутационной аппаратуры, аппаратуры управления и предохранителей).

(продовження, початок у №№ 2, 3, 4)

Пропонуючи неофіційний переклад розділу 17 Міжнародного електротехнічного словника з частини 441 – "Switchgear, controlgear and fuses", хочемо ще раз звернути увагу читача, що у цьому розділі, так само, як і у попередньому, розрізняються поняття операцій у механічному (*close, open* – замикання, розмикання) та електричному (*make, break* – вмикання, відмикання). Отже, *opening time, closing time* – це відповідно час розмикання та час замикання, а *break-time make-time* – час відмикання та час вмикання. Так само, *close-open time* – це час замкненого стану, а *make-break time* – час увімкненого стану.

І ще одне зауваження. У перекладі ми уникаємо

словосполучення "сила струму", яке застосовується у деяких термінах (терміни 41, 45, 46) ДСТУ 2843-94 "Електротехніка. Основні поняття. Терміни та визначення" та у деяких інших українських стандартах, наприклад, у ДСТУ ІЕС 60269-1 (п. 2.3.2 тощо). Натомість, ми вживаємо словосполучення "значення струму", яке, до речі, так само вживається у згаданому ДСТУ 2843-94 (тлумачення терміну 177) та більш точно відповідає оригіналу – *value of current*. Зауважимо також, що словосполучення "сила струму" не вживається у радянському стандарті ГОСТ 19880-74, який є прообразом ДСТУ 2843-94, а також у новітньому російському стандарті ГОСТ Р 52002-2003 "Электротехника. Термины и определения основных понятий".

Неофіційний переклад

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL VOCABULARY Chapter 441 SWITCHGEAR, CONTROLGEAR AND FUSES	МІЖНАРОДНИЙ ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИЙ СЛОВНИК Частина 441 КОМУТАЦІЙНА АПАРАТУРА, АПАРАТУРА КЕРУВАННЯ ТА ЗАПОБІЖНИКИ
441-17 CHARACTERISTIC QUANTITIES OF SWITCHGEAR, CONTROLGEAR AND FUSES	441-17 ХАРАКТЕРИСТИКИ КОМУТАЦІЙНОЇ АПАРАТУРИ, АПАРАТУРИ КЕРУВАННЯ ТА ЗАПОБІЖНИКІВ
<i>Certain characteristic quantities referring to switching devices or fuses may be extended to assemblies of switchgear and controlgear. The corresponding terms are denoted by an asterisk.</i>	<i>Деякі характеристики, що відносяться до комутаційних апаратів або запобіжників можна розповсюдити на комплектні розподільчі пристрої та станції керування. Відповідні терміни позначені зірочкою.</i>
441-17-01* <i>Prospective current (of a circuit and with respect to a switching device or a fuse)</i> The current that would flow in the circuit if each pole of the switching device or the fuse were replaced by a conductor of negligible impedance. <i>Note.</i> – The method to be used to evaluate and to express the prospective current is to be specified in the relevant publications.	441-17-01* <i>Очікуваний струм (кола та стосовно комутаційного апарата або запобіжника)</i> Струм, який протікав би у колі, якби кожний полюс комутаційного апарата або запобіжника був замінений провідником з незначно малим опором.. <i>Примітка.</i> – Методи розрахунку та визначення очікуваного струму мають встановлювати відповідні публікації. .
441-17-02* <i>Prospective peak current</i> The peak value of a prospective current during the transient period following initiation. <i>Note.</i> – The definition assumes that the current is made by an ideal switching device, i.e. with instantaneous transition from infinite to zero impedance. For circuits where the current can follow several different paths, e.g. polyphase circuits, it further assumes that the current is made simultaneously in all poles, even if only the current in one pole is considered.	441-17-02* <i>Очікуваний піковий струм</i> Пікове значення очікуваного струму під час перехідного процесу після його виникнення. <i>Примітка.</i> – Визначення передбачає, що струм включається ідеальним комутаційним пристроєм з миттєвим переходом опору від безкінечності до нуля. Для кіл, де струм може текти декількома шляхами, наприклад, у багатофазних колах, вважається також, що струм включається одночасно в усіх полюсах, навіть, коли розглядається струм тільки в одному полюсі.

<p>441-17-03* Prospective symmetrical current (of an a.c. circuit)</p> <p>The prospective current when it is initiated at such an instant that no transient phenomenon follows the initiation.</p> <p><i>Notes 1.</i> – For polyphase circuits, the condition of non-transient period can only be satisfied for the current in one pole at a time.</p> <p>2. – The prospective symmetrical current is expressed by its r.m.s.</p>	<p>441-17-03* Очікуваний симетричний струм (у колі змінного струму)</p> <p>Очікуваний струм, що виникає у той момент, після якого відсутній перехідний процес.</p> <p><i>Примітки 1.</i> – Для багатофазних кіл умова відсутності перехідного процесу може бути виконана одразу тільки для одного полюса.</p> <p>2. – Очікуваний симетричний струм представляється його діючим значенням.</p>
<p>441-17-04* Maximum prospective peak current (of an a.c. circuit)</p> <p>The prospective peak current when initiation of the current takes place at the instant which leads to the highest possible value.</p> <p><i>Note.</i> – For a multiple device in a polyphase circuit, the maximum prospective peak current refers to a single pole only.</p>	<p>441-17-04* Максимум очікуваного пікового струму (у колі змінного струму)</p> <p>Очікуваний піковий струм, що виникає у той момент, якому відповідає найбільше можливе його значення.</p> <p><i>Примітка.</i> – Для багатополусного апарата у багатофазному колі максимум очікуваного пікового струму відноситься тільки до одного полюсу.</p>
<p>441-17-05 Prospective making current (for a pole of a switching device)</p> <p>The prospective current when initiated under specified conditions.</p> <p><i>Note.</i> – The specified conditions may relate to the method of initiation, e.g. by an ideal switching device, or to the instant of initiation, e.g. leading to the maximum prospective peak current in an a.c. circuit, or to the highest rate of rise. The specification of these conditions is found in the relevant publications.</p>	<p>441-17-05 Очікуваний струм вмикання (для полюса комутаційного апарата)</p> <p>Очікуваний струм, що виникає при визначених умовах.</p> <p><i>Примітка.</i> – Визначені умови можуть відноситися до методу вмикання, наприклад, за допомогою ідеального комутаційного пристрою, або до моменту вмикання, наприклад такого, що призводить до максимуму очікуваного пікового струму у колі змінного струму, або до найбільшої крутості наростання струму. Визначення цих умов встановлюється у відповідних публікаціях.</p>
<p>441-17-06 Prospective breaking current (for a pole of a switching device or a fuse)</p> <p>The prospective current evaluated at a time corresponding to the instant of the initiation of the breaking process.</p> <p><i>Note.</i> – Specifications concerning the instant of the initiation of the breaking process are to be found in the relevant publications. For mechanical switching devices or fuses, it is usually defined as the moment of initiation of the arc during the breaking process.</p>	<p>441-17-06 Очікуваний струм відмикання (для полюса комутаційного апарата або запобіжника)</p> <p>Значення очікуваного струму у момент, що відповідає початку процесу відмикання.</p> <p><i>Примітка.</i> – Подробиці стосовно визначення моменту початку процесу відмикання наводяться у відповідних публікаціях. Для контактних комутаційних апаратів або запобіжників цей момент, зазвичай, визначають як момент виникнення дуги у процесі відмикання.</p>
<p>441-17-07 Breaking current (of a switching device or a fuse)</p> <p>The current in a pole of a switching device or in a fuse at the instant of initiation of the arc during a breaking process.</p>	<p>441-17-07 Струм відмикання (комутаційного апарата або запобіжника)</p> <p>Струм у полюсі комутаційного апарата або у запобіжнику в момент виникнення дуги у процесі відмикання.</p>
<p>441-17-08 Breaking capacity (of a switching device or a fuse)</p> <p>A value of prospective current that a switching device or a fuse is capable of breaking at a stated voltage under prescribed conditions of use and behaviour.</p> <p><i>Notes 1.</i> – The voltage to be stated and the conditions to be prescribed are dealt with in the relevant publications.</p> <p>2. – For switching devices, the breaking capacity may be termed according to the kind of current included in the prescribed conditions, e.g. line-charging breaking capacity, cable charging breaking capacity, single capacitor bank breaking capacity, etc.</p>	<p>441-17-08 Здатність до відмикання (комутаційного апарата або запобіжника)</p> <p>Значення очікуваного струму, який комутаційний апарат або запобіжник здатний відмикати при заданій напрузі та приписаних умовах застосування і режимах роботи.</p> <p><i>Примітки 1.</i> – Напруга, що задається, та умови, що приписуються, містяться у відповідних публікаціях.</p> <p>2. – Для комутаційних апаратів здатність до відмикання може бути визначена відповідно до роду струму та приписаних умов, наприклад, здатність до відмикання ємнісних струмів лінії, або кабелю, здатність до відмикання конденсаторної батареї тощо.</p>
<p>441-17-09 Making capacity (of a switching device)</p> <p>A value of prospective making current that a switching device is capable of making at a stated voltage under prescribed conditions of use and behaviour.</p> <p><i>Note.</i> – The voltage to be stated and the conditions to be prescribed are dealt with in the relevant specifications.</p>	<p>441-17-09 Здатність до вмикання (комутаційного апарата)</p> <p>Значення очікуваного струму вмикання, який комутаційний апарат здатний вмикати при заданій напрузі та приписаних умовах застосування і режимах.</p> <p><i>Примітка.</i> – Напруга, що задається, та умови, що приписуються, містяться у відповідних публікаціях.</p>
<p>441-17-10 Short-circuit making capacity</p> <p>A making capacity for which the prescribed conditions include a short circuit at the terminals of the switching device.</p>	<p>441-17-10 Здатність до вмикання при короткому замиканні</p> <p>Здатність до вмикання, з приписаними умовами, у тому числі щодо короткого замикання на виводах комутаційного апарата.</p>
<p>441-17-11 Short-circuit breaking capacity</p> <p>A breaking capacity for which the prescribed conditions include a short circuit at the terminals of the switching device.</p>	<p>441-17-11 Здатність до відмикання при короткому замиканні</p> <p>Здатність до відмикання, з приписаними умовами, у тому числі щодо короткого замикання на виводах комутаційного апарата.</p>

<p>441-17-12 Cut-off current; Let-through current The maximum instantaneous value of current attained during the breaking operation of a switching device or a fuse. <i>Note.</i> – This concept of particular importance when the switching device or the fuse operates in such a manner that the prospective peak current of the circuit is not reached.</p>	<p>441-17-12 Струм обмеження; Пропущений струм Максимальне миттєве значення струму, досягнуте при операції відмикання комутаційного апарата або запобіжника. <i>Примітка.</i> – Цей термін має суттєве значення, якщо комутаційний апарат або запобіжник працює таким чином, що струм у колі не досягає очікуваного пікового значення.</p>
<p>441-17-13 Time-current characteristic A curve giving the time, e.g. pre-arcing time or operating time, as a function of the prospective current under stated conditions of operation.</p>	<p>441-17-13 Часо-струмова характеристика Крива, що показує залежність часу, наприклад, переддугового часу або часу спрацьовування, від очікуваного струму при заданих умовах роботи.</p>
<p>441-17-14 Cut-off (current) characteristic; Let-through (current) characteristic A curve giving the cut-off current as a function of the prospective current, under stated conditions of operation. <i>Note.</i> – In the case of a.c., the values of the cut-off currents are the maximum values which can be reached whatever the degree of asymmetry. In the case of d.c., the values of the cutoff currents are the maximum values reached related to the time constant as specified.</p>	<p>441-17-14 Характеристика обмеження струму; Характеристика пропущеного струму Крива, що показує залежність струму обмеження від очікуваного струму при заданих умовах роботи. <i>Примітка.</i> – У випадку змінного струму значеннями струму обмеження є максимальні значення, що можуть бути досягнуті при будь-якому ступені асиметрії. У випадку постійного струму значеннями струму обмеження є максимальні значення, що можуть бути досягнуті при визначеній сталій часу.</p>
<p>441-17-15 Over-current discrimination Co-ordination of the operating characteristics of two or more over-current protective devices such that, on the incidence of over-currents within stated limits, the device intended to operate within these limits does so, while the other(s) does (do) not. <i>Note.</i> – Distinction is made between series discrimination, involving different over-current protective devices passing substantially the same over-current, and network discrimination involving identical protective devices passing different proportions of the over-current.</p>	<p>441-17-15 Селективність при надструмах Координація робочих характеристик двох або декількох пристроїв захисту від надструмів таким чином, що при виникненні надструмів у визначених межах, пристрій, призначений спрацьовувати у цих межах, спрацьовує, у той час, як інші пристрої не спрацьовують. <i>Примітка.</i> – Розрізняють послідовну селективність, за якої через різні пристрої захисту від надструмів проходить, переважно, той самий струм, та мережеву селективність, за якої через ідентичні захисні пристрої проходять різні частини надструму.</p>
<p>441-17-16 Take-over current The current co-ordinate of the intersection between the time-current characteristics of two over-current protective devices.</p>	<p>441-17-16 Струм поглинання Струмова координата перетинання часо-струмових характеристик двох апаратів захисту від надструмів.</p>
<p>441-17-17* Short-time withstand current The current that a circuit or a switching device in the closed position can carry during a specified short time under prescribed conditions of use and behaviour.</p>	<p>441-17-17* Короткочасно витримуваний струм Струм, який коло або комутаційний апарат у замкненому стані може проводити впродовж визначеного короткого часу при приписаних умовах застосування і режимах.</p>
<p>441-17-18* Peak withstand current The value of peak current that a circuit or a switching device in the closed position can withstand under prescribed conditions of use and behaviour.</p>	<p>441-17-18* Витримуваний пік струму Значення піку струму, яке коло або комутаційний апарат у замкненому положенні може витримувати при приписаних умовах застосування і режимах роботи (струм електродинамічної стійкості).</p>
<p>441-17-19 Utilization category (for a switching device or a fuse) A combination of specified requirements related to the condition in which the switching device or the fuse fulfils its purpose, selected to represent a characteristic group of practical applications. <i>Note.</i> – The specified requirements may concern e.g. the values of making capacities (if applicable), breaking capacities and other characteristics, the associated circuits and the relevant conditions of use and behavior.</p>	<p>441-17-19 Категорія застосування (комутаційного апарата або запобіжника) Сукупність визначених вимог, що відносяться до умов, підібраних таким чином, щоб представити типові сукупності практичних застосувань, у яких комутаційний апарат або запобіжник виконує свої функції. <i>Примітка.</i> – Визначені вимоги можуть стосуватися, наприклад, значень здатностей до вмикання, здатностей до відмикання та інших характеристик, а також до приєднаних кіл та відповідних умов застосування та режимів.</p>
<p>441-17-20* Conditional short-circuit current (of a circuit or a switching device) The prospective current that a circuit or a switching device, protected by a specified current limiting device, can satisfactorily withstand for the operating time of that current limiting device under specified conditions of use and behaviour.</p>	<p>441-17-20* Умовний струм короткого замикання (кола або комутаційного апарата) Очікуваний струм короткого замикання, який коло або комутаційний апарат, що захищається відповідним струмообмежувальним захисним апаратом, повинні задовільно витримувати впродовж часу спрацьовування цього струмообмежувального апарата при приписаних умовах застосування і режимах.</p>
<p>441-17-21 Fused short-circuit current The conditional short-circuit current when the current limiting device is a fuse.</p>	<p>441-17-21 Струм плавлення при короткому замиканні Умовний струм короткого замикання, коли струмообмежувальним захисним апаратом є запобіжник</p>
<p>441-17-22 Conventional non-tripping current (of an over-current release) A specified value of current which the release can carry for a specified time (conventional time) without operating.</p>	<p>441-17-22 Умовний струм нерозчеплення (максимального розчеплювача) Визначене значення струму, який розчеплювач повинен пропускати впродовж визначеного часу (умовний час), не спрацьовуючи.</p>

<p>441-17-23 Conventional tripping current (of an over-current release) A specified value of current which causes the release to operate within a specified time (conventional time).</p>	<p>441-17-23 Умовний струм нерозчеплення (максимального розчеплювача) Визначене значення струму, що викликає спрацьовування розчеплювача впродовж визначеного часу (умовний час).</p>
<p>441-17-24 Applied voltage (for a switching device) The voltage which exists across the terminals of a pole of a switching device just before the making of the current.</p>	<p>441-17-24 Прикладена напруга (до комутаційного апарата) Напруга, яка існує між виводами полюса комутаційного апарата безпосередньо перед вмиканням струму.</p>
<p>441-17-25 Recovery voltage The voltage which appears across the terminals of a pole of a switching device or a fuse after the breaking of the current. <i>Note.</i> – This voltage may be considered in two successive intervals of time, one during which a transient voltage exists, followed by a second one during which the power frequency or the steady-state recovery voltage alone exists.</p>	<p>441-17-25 Поновлювана напруга Напруга, що з'являється між полюсів комутаційного апарата або запобіжника після відмикання струму. <i>Примітка.</i> – Ця напруга може розглядатися у двох послідовних інтервалах часу: під час першого інтервалу з'являється перехідна напруга, за цим інтервалом слідує другий, під час якого існує тільки поновлювана напруга частоти кола або постійна напруга.</p>
<p>441-17-26 Transient recovery voltage (abbrev. T.R.V.) The recovery voltage during the time in which it has a significant transient character. <i>Notes 1.</i> – The transient recovery voltage may be oscillatory or non-oscillatory or a combination of these depending on the characteristics of the circuit and the switching device. It includes the voltage shift of the neutral of a polyphase circuit. <i>2.</i> – The transient recovery voltages in three-phase circuits is, unless otherwise stated, that across the first pole to clear, because this voltage is generally higher than that which appears across each of the other two poles.</p>	<p>441-17-26 Перехідна поновлювана напруга (T.R.V.) Поновлювана напруга, впродовж часу, коли вона має суттєво перехідний характер. <i>Примітки 1.</i> – Перехідна поновлювана напруга може бути коливальною або не коливальною або комбінованою у залежності від характеристик кола та комутаційного апарата, враховуючи зміщення нейтралі у багатофазному колі. <i>2.</i> – Якщо не обумовлено інше, перехідна поновлювана напруга у трифазному колі – це напруга на першому знеструмленому полюсі, оскільки ця напруга, зазвичай, перевищує напругу на двох інших полюсах.</p>
<p>441-17-27 Power frequency recovery voltage The recovery voltage after the transient voltage phenomena have subsided.</p>	<p>441-17-27 Поновлювана напруга частоти кола Поновлювана напруга після завершення перехідного процесу.</p>
<p>441-17-28 D.c. steady-state recovery voltage The recovery voltage in a d.c. circuit after the transient voltage phenomena have subsided, expressed by the mean value where ripple is present.</p>	<p>441-17-28 Усталена поновлювана напруга постійного струму Поновлювана напруга у колі постійного струму (середнє значення за наявності пульсацій) після завершення перехідного процесу</p>
<p>441-17-29 Prospective transient recovery voltage (of a circuit) The transient recovery voltage following the breaking of the prospective symmetrical current by an ideal switching device. <i>Note.</i> – The definition assumes that the switching device or the fuse, for which the prospective transient recovery voltage is sought, is replaced by an ideal switching device, i.e. having instantaneous transition from zero to infinite impedance at the very instant of zero current, i.e. at the "natural" zero. For circuits where the current can follow several different paths, e.g. a polyphase circuit, the definition further assumes that the breaking of the current by the ideal switching device takes place only in the pole considered.</p>	<p>441-17-29 Очікувана перехідна поновлювана напруга (кола) Перехідна поновлювана напруга, що слідує за відмиканням очікуваного симетричного струму ідеальним комутаційним апаратом. <i>Примітка.</i> – Це визначення передбачає, що комутаційний апарат або запобіжник, для якого визначається очікувана перехідна поновлювана напруга, замінюються ідеальним комутаційним апаратом, тобто таким, у якого повний опір миттєво змінюється від нуля до безкінечності у момент переходу струму через нуль. Для кіл, що мають декілька шляхів струму, наприклад для багатофазних кіл, передбачається, що знеструмлення ідеальним комутаційним апаратом має місце тільки у полюсі, що розглядається.</p>
<p>441-17-30 Peak arc voltage (of a mechanical switching device) The maximum instantaneous value of voltage which under prescribed conditions appears across the terminals of a pole of a switching device during the arcing time.</p>	<p>441-17-30 Пік напруги на дузі Максимальне миттєве значення напруги, що з'являється при визначених умовах між виводами полюсу комутаційного апарата під час горіння дуги.</p>
<p>441-17-31 Clearance The distance between two conductive parts along a string stretched the shortest way between these conductive parts.</p>	<p>441-17-31 Зазор Відстань між двома струмопровідними частинами вздовж нитки, натягнутої найкоротшим шляхом між цими струмопровідними частинами.</p>
<p>441-17-32 Clearance between poles The clearance between any conductive parts of adjacent poles.</p>	<p>441-17-32 Зазор між полюсами Зазор між будь-якими струмопровідними частинами двох суміжних полюсів.</p>
<p>441-17-33 Clearance to earth The clearance between any conductive parts and any parts which are earthed or intended to be earthed.</p>	<p>441-17-33 Зазор відносно землі Зазор між будь-якими струмопровідними частинами та будь-якими частинами, що є заземленими або призначені для заземлення.</p>
<p>441-17-34 Clearance between open contacts The total clearance between the contacts, or any conductive parts connected thereto, of a pole of a mechanical switching device in the open position.</p>	<p>441-17-34 Зазор між розімкненими контактами Сумарний зазор між контактами або будь-якими приєднаними до них струмопровідними частинами полюсу контактного комутаційного апарата у розімкненому положенні.</p>

<p>441-17-35 Isolating distance (of a pole of a mechanical switching device)</p> <p>The clearance between open contacts meeting the safety requirements specified for disconnectors.</p>	<p>441-17-35 Ізольуючий проміжок (полюсу контактного комутаційного апарата)</p> <p>Зазор між розімкненими контактами, який відповідає вимогам безпеки, що визначені для роз'єднувачів.</p>
<p>441-17-36 Opening time (of a mechanical switching device)</p> <p>The interval of time between the specified instant of initiation of the opening operation and the instant when the arcing contacts have separated in all poles.</p> <p><i>Note.</i> – The instant of initiation of the opening operation, i.e. the application of the opening command (e.g. energizing the release, etc) is given in the relevant specifications.</p>	<p>441-17-36 Час розмикання (контактного комутаційного апарата)</p> <p>Проміжок часу між визначеним моментом початку операції розмикання та моментом, коли дугогасні контакти будуть відділені у всіх полюсах.</p> <p><i>Примітка.</i> – Момент початку операції розмикання, тобто подачі команди на розмикання (наприклад, подачі живлення на розчеплювач тощо) визначається у відповідних документах.</p>
<p>441-17-37 Arcing time (of a pole or a fuse)</p> <p>The interval of time between the instant of the initiation of the arc in a pole or a fuse and the instant of final arc extinction in that pole or that fuse.</p>	<p>441-17-37 Час горіння дуги (полюсу або запобіжника)</p> <p>Проміжок часу між моментом виникнення дуги у полюсі або запобіжнику та моментом остаточного її згасання у цьому полюсі або запобіжнику.</p>
<p>441-17-38 Arcing time (of a multipole switching device)</p> <p>The interval of time between the instant of the first initiation of an arc and the instant of final arc extinction in all poles.</p>	<p>441-17-38 Дуговий час (багатополюсного комутаційного апарата)</p> <p>Проміжок часу між моментом виникнення першої дуги та моментом остаточного згасання дуг у всіх полюсах.</p>
<p>441-17-39 Break-time</p> <p>The interval of time between the beginning of the opening time of a mechanical switching device (or the pre-arcing time of a fuse) and the end of the arcing time.</p>	<p>441-17-39 Час відмикання</p> <p>Проміжок часу між початковим моментом часу розмикання контактної комутаційної апарата (або переддугового часу запобіжника) та кінцевим моментом часу дуги.</p>
<p>441-17-40 Make-time</p> <p>The interval of time between the initiation of the closing operation and the instant when the current begins to flow in the main circuit.</p>	<p>441-17-40 Час вмикання</p> <p>Проміжок часу між моментом початку операції замикавання та моментом, після якого струм починає текти у головному колі.</p>
<p>441-17-41 Closing time</p> <p>The interval of time between the initiation of the closing operation and the instant when the contacts touch in all poles.</p>	<p>441-17-41 Час замикавання</p> <p>Проміжок часу між моментом початку операції замикавання та моментом, після якого контакти торкаються у всіх полюсах.</p>
<p>441-17-42 Close-open time</p> <p>The interval of time between the instant when the contacts touch in the first pole during a closing operation and the instant when the arcing contacts have separated in all poles during the subsequent opening operation.</p>	<p>441-17-42 Час замкненого стану</p> <p>Проміжок часу між моментом торкання контактів у першому полюсі впродовж операції замикавання та моментом, після якого дугогасні контакти будуть відділені у всіх полюсах. впродовж наступної операції розмикання.</p>
<p>441-17-43 Make-break time</p> <p>The interval of time between the instant when the current begins to flow in a pole and the instant of final arc extinction in all poles, with the opening release energized at the instant when current begins to flow in the main circuit.</p>	<p>441-17-43 Час увімкненого стану</p> <p>Проміжок часу між моментом, після якого струм починає текти у полюсі та моментом остаточного згасання дуг у всіх полюсах, при активації розчеплювача розмикання у момент, коли струм починає текти у головному колі</p>
<p>441-17-44 Dead time (during auto-reclosing)</p> <p>The interval of time between final arc extinction in all poles on the opening operation and the first re-establishment of current in any pole on the subsequent closing operation.</p>	<p>441-17-44 Безструмова пауза (при автоматичному повторному вмиканні)</p> <p>Проміжок часу між моментом остаточного згасання дуг у всіх полюсах при операції розмикання та першим поновленням струму у будь-якому полюсі при наступній операції замикавання.</p>
<p>441-17-45 Re-ignition (of an a.c. mechanical switching device)</p> <p>A resumption of current between the contacts of a mechanical switching device during a breaking operation with an interval of zero current of less than a quarter cycle of power frequency.</p>	<p>441-17-45 Повторне запалювання (у контактному комутаційному апараті)</p> <p>Поновлення струму між контактами контактної електричної апарата під час операції відмикання з періодом нульового струму тривалістю меншою за чверть періоду частоти мережі.</p>
<p>441-17-46 Restrike (of an a.c. mechanical switching device)</p> <p>A resumption of current between the contacts of a mechanical switching device during a breaking operation with an interval of zero current of a quarter cycle of power frequency or longer.</p>	<p>441-17-46 Повторне пробиття (у контактному комутаційному апараті)</p> <p>Поновлення струму між контактами контактної електричної апарата під час операції відмикання з періодом нульового струму тривалістю у чверть періоду частоти мережі або більшою.</p>

Надійшла 20.02.2007

ТРИРІВНЕВА СИСТЕМА КЕРУВАННЯ ВІБРОЗАНУРЮВАЧЕМ З ЛІНІЙНИМ ЗБУДЖУВАЧЕМ КОЛИВАНЬ

Макогон С.А.

Київський національний університет будівництва і архітектури

Україна, 03037, Київ, пр. Повітрофлотський 31, КНУБА, кафедра Електротехніки та електроприводу

тел. (044) 241-55-65, E-mail: mcogon@ukr.net

Запропоновано використання лінійного збуджувача коливань для віброзанурювача, розглянуто процес вібраційного занурення палі та запропоновано трирівневу систему його автоматизації. Дано характеристику кожному рівню в залежності від наявності інформації про систему, описано область застосування. Дано практичну реалізацію нижнього рівня автоматизації.

Предложено использование линейного возбудителя колебаний для вибропогружателя, рассмотрено процесс вибрационного погружения свай и предложено трехуровневую систему его автоматизации. Дана характеристика каждого уровня в зависимости от наличия информации о системе, описана область использования. Дано практическую реализацию нижнего уровня автоматизации.

ВСТУП

Віброзанурювачі використовуються для занурення будівельних елементів у ґрунти, головним чином водонасичені. Принцип їх роботи базується на тому, що під час вібрації у контактній зоні значно зменшується тертя, що зумовлене розрідженням ґрунту, і палія занурюється під дією сили тяжіння. Відомі традиційні конструкції вібраторів, що мають один чи декілька дебалансних валів з приводом від двигуна обертання [1-2].

Такі конструкції мають ряд суттєвих недоліків, а саме: недовговічність дебалансних валів, підшипників (через значні динамічні навантаження); утворення зайвих бокових коливань (що знижує ККД вібратора) та необхідність в синхронізації обертання дебалансів. Застосування електромагнітних вібраторів обмежене низьким значенням питомого тягового зусилля і його залежністю від положення якоря, а також невисоким ККД [5]. Для зменшення цих недоліків пропонується використовувати електричний вібратор з коаксіально-лінійним індукційним двигуном (ЕВКЛІД) [3-6].

ОСНОВНА ЧАСТИНА

Загальний вигляд ЕВКЛІД показано на рис. 1. Він складається з: корпусу 1; магнітопровода 2; струмового шару 3; якоря 4; постійних магнітів 5; концентраторів 6; стрижня якоря 7; платформи 8; рим-болта 9; втулки з'єднувальної 10; підшипника ковзання 11; пружини 12; скоби 13; фланця 14.

Відомо, що найкраще занурення будівельних елементів у ґрунт відбувається на резонансній частоті системи "віброзанурювач-будівельний елемент-ґрунт". Віброзанурювач має найбільший ККД, коли працює на резонансній частоті. Якщо ці частоти співпадають або близькі між собою, то віброзанурення відбувається найшвидше і з найменшими втратами енергії. Це особливо актуально при масовому зануренні чи при зануренні будівельних елементів із застосуванням потужних вібраторів.

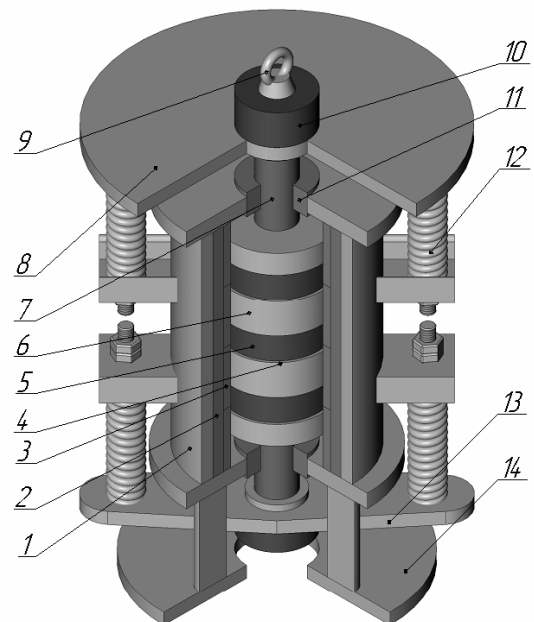


Рис. 1. Загальний вигляд ЕВКЛІД

Знаходженню резонансної частоти системи "віброзанурювач-будівельний елемент-ґрунт" перешкоджає те, що існуючі теорії ґрунтів не дають змогу змоделювати процес вібраційного занурення палі і отримати залежність швидкості занурення від глибини занурення. Також відсутня інформація про різні шари ґрунтів та про зміну параметрів ґрунтів з глибиною. Водночас, існують загальні рекомендації, такі, як необхідність збільшення частоти коливань віброзанурювача зі збільшенням глибини занурення, що пов'язано із збільшенням витрат енергії [7].

Резонансна частота віброзбуджувача регулюється за допомогою використання пружних елементів зі змінною жорсткістю, зокрема, з магнітним підвісом, та перетворювача частоти.

Пропонується використовувати три рівня керування віброзанурювачем, в залежності від потужності приводу та наявної інформації про систему (рис. 2):

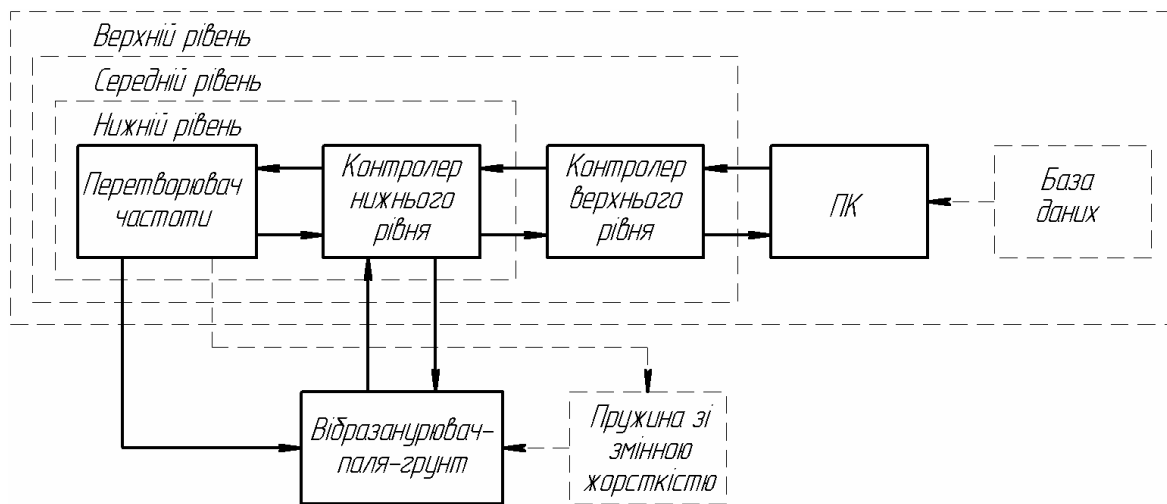


Рис. 2. Трирівнева схема автоматизації вібрзанурювача

Нижній рівень. Використовується контролер малої потужності (наприклад, сімейства Atmel Tiny). При достатній інформації про систему: складається з перетворювача частоти, параметри коливаний – частота та амплітуда – регулюються оператором вручну і встановлюються за допомогою таблиці (в залежності від типу ґрунту та палі) [1, 2], форма коливаний не змінна (гармонійні) і задана у пам'яті контролера. За відсутності інформації реалізується алгоритм вільних коливаний на власній резонансній частоті вібрзбуджувача з контролером по проти-ЕРС [8, 9].

Цей рівень керування пропонується використовувати за відносно невеликих потужностей при зануренні легких будівельних елементів (шпунтів, труб) у водонасичених ґрунтах (потужність вібрзанурювача $P < 15$ кВт). Застосування його практично не вимагає додаткових витрат у порівнянні з класичними системами, що використовують перетворювачі частоти.

Середній рівень. Використовується потужний контролер. При достатній інформації застосовується класичний алгоритм найшвидшого спуску та ПІД-регулятор, з урахуванням потрібного закону зміни напруження від частоти ($U/\sqrt{f} = const$, $U/f = const$ або інший). Важливим є введення таких параметрів, як мінімально допустима прийнятна швидкість занурення та швидкість зміни частоти, що пов'язано з перехідними процесами у системі. При частковій інформації застосовуються алгоритми нечіткої логіки з регулюванням виду функцій приналежності в процесі занурення. За відсутності інформації: алгоритм "імітації відпалення" [10], де крок пошуку зменшується з наближенням до оптимуму, далі перехід на алгоритм найшвидшого спуску або його модифікації.

Пропонується використовувати при зануренні палі, важких шпунтів ($P = 15..50$ кВт).

Верхній рівень. Використовується потужний контролер та ПК (можливо з доступом до мережі). При достатній інформації: використовується інформація з баз даних про попередні занурення в цьому районі, далі перехід до середнього рівня. За відсутності інформації системи, що здатні до самостійного навчання (на базі нейронних мереж).

Пропонується використовувати при зануренні важких палі, кесонних фундаментів та інших елементів у складних ґрунтових умовах ($P > 50$ кВт).

Отримання інформації. На кожному з етапів можливе часткове отримання інформації про умови занурення. Це може бути: серія пробних занурень на різних частотах із записом ходограм; використання бази даних по вже занурених палях; використання навчених нейронних мереж; попередній геологічний аналіз ґрунтових умов і т.п. Для прийняття рішення про шляхи отримання інформації потрібно керуватися техніко-економічною доцільністю, а саме: об'ємами робіт з встановлення будівельних елементів; можливістю проведення геологічної розвідки у повному обсязі; результатами пробних встановлень і т.п.

Практична реалізація. На даному етапі створено схему керування нижнього рівня на базі перетворювача частоти і апробовано її на практиці. Схематично зображена на рис. 2. Основою схеми керування є мікроконтролер МК ATtiny 26L із вбудованими вузлами АЦП та ШІМ і занесеною безпосередньо у програмну пам'ять таблицею синусів (1/4 періоду, 256 восьмирозрядних відліків за період). У якості силових ключів КС використані MOSFET транзистори із відповідними драйверами Др.

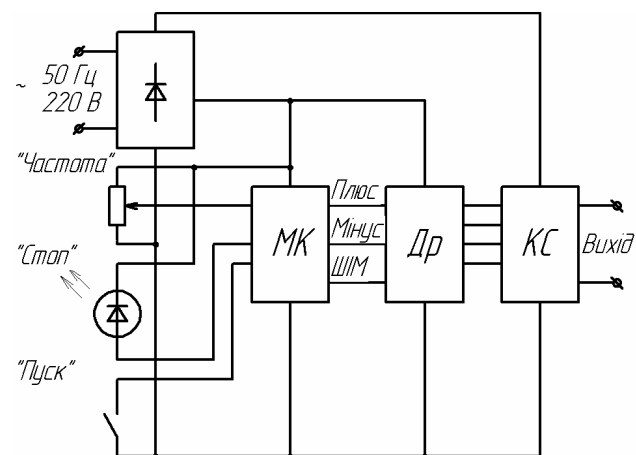


Рис. 3. Реалізація схеми керування нижнього рівня на базі перетворювача частоти

Для роботи у режимі вільних коливань пропонується використовувати алгоритм безсенсорного пошуку резонансної частоти вібратора, за основу якого взятий алгоритм, запропонований у [9] (рис. 4).

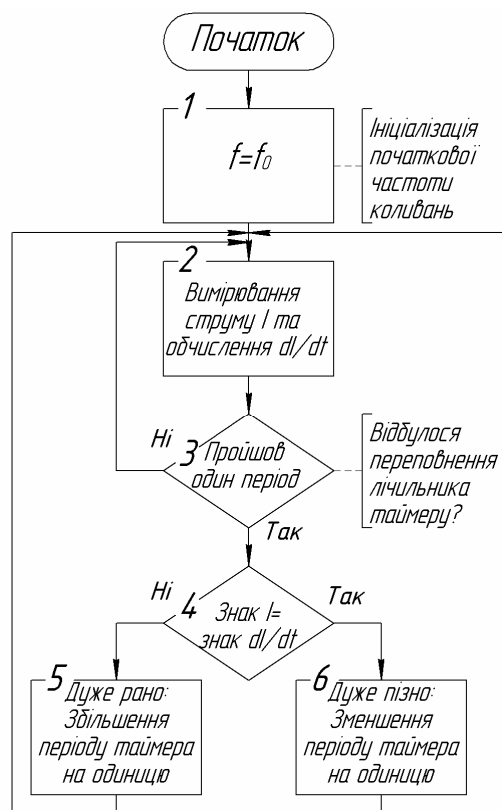


Рис. 4. Алгоритм безсенсорного пошуку резонансної частоти вібратора

Принцип дії алгоритму базується на тому, що коли до вібратора не прикладена напруга з боку перетворювача частоти, то проти-ЕРС, що генерується якорем вібратора, пропорційна похідній струму. Завдяки цьому можливо отримати співвідношення між швидкістю якоря та похідною струму:

$$\frac{di}{dt} = \frac{U_{пч} - E_{пр}}{L} = -\frac{E_{пр}}{L} = -\frac{k_e \cdot V_{як}}{L}$$

де i - сила струму, А; $U_{пч}$ - напруга перетворювача частоти, В; $E_{пр}$ - проти-ЕРС, В; L - індуктивність вібратора, Гн; $V_{як}$ - швидкість якоря, м/с; k_e - електрична постійна машини.

Пружина зі змінною жорсткістю. У якості цих елементів широко застосовуються різні типи пневматичних та електромагнітних підвісів. Пневматичні підвіси (пневмобалони) вимагають застосування компресора, мають низький ККД (особливо на високих частотах коливань) та високу інерційність; використовують енергію при зміні жорсткості. Електромагнітні підвіси [11-12] постійно використовують енергію під час роботи, її витрати зростають зі збільшенням коефіцієнту жорсткості, проте вони мають низьку інерційність і просту конструкцію. Застосування постійних магнітів (зокрема, типу NdFeB) підвищує тягові характеристики електромагнітного підвісу.

ВИСНОВКИ

Розглянута трирівнева система керування роботою віброзанурювачів різних потужностей дає змогу використовувати їх на резонансній або близькій до неї частоті, що є найбільш оптимальним.

Запропонована реалізація схеми на базі перетворювача частоти дала змогу побудувати на практиці систему керування нижнього рівня.

Середній та верхній рівень системи керування, а також робота вібратора з електромагнітним підвісом потребують подальших досліджень.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Азбель Г.Г., Блехман И.И., Быховский И.И. и др. / Ред. сов: Челомей (пред.) / Под ред. Левендела Э.Э. Вибрации в технике. Справочник. В 6 т. – М.: Машиностроение, 1981. – Т. 4: Вибрационные процессы и машины – 509 с.
- [2] Бауман В.А., Быховский И.И., Гольдштейн Б.Г. Вибрационные машины в строительстве и производстве строительных материалов: Справочник. – М.: Машиностроение, 1970. – 547 с.
- [3] Богаєнко М.В., Бондар Р.П., Голєнков Г.М., Голуб В.П., Макогон С.А., Павленко П.В., Попков В.С. Вібробудувач. Деклараційний патент на корисну модель №14111 заявка № а 2005 10789 від 15.11.2005.
- [4] Богаєнко М.В., Голєнков Г.М., Голуб В.П., Павленко П.В., Попков В.С., Чомкалова І.О. Віброзанурювач. Деклараційний патент на винахід №20031213225 від 17.01.2005.
- [5] Голєнков Г.М., Бондар Р.П., Макогон С.А., Богаєнко М.В., Попков В.С. Моделювання роботи електричного вібратора з коаксіально-лінійним індукційним двигуном при різних законах регулювання // Технічна електродинаміка. – 2007. – №2 – С. 54 – 59.
- [6] Голєнков Г.М., Бондар Р.П., Макогон С.А., Подольцев А.Д., Богаєнко Н.В., Попков В.С. Численный расчёт магнитного поля и основных характеристик электровибратора на основе коаксиально-линейного двигателя с постоянными магнитами. – Харьков.: "Електротехніка і електромеханіка" №1, 2007. – С. 8 – 12.
- [7] Иносов В.Л., Антонюк Л.С., Черепина И.С. Влияние частоты вибропогрузателя на энергоёмкость и скорость погружения свай. – В сб.: "Горные, строительные и дорожные машины". Вып. 17. К.: Техніка, 1974.
- [8] Ito Y., Saha S., Kishibe T. Closed loop control of linear vibration actuator. Patent WO 2004/075658 A1.
- [9] Hoff E., Brennvall J.E., Nilssen R., Norum L. High power linear electric machine – made possible by gas spring. (<http://www.elkraft.ntnu.no/norpie/10956873/Final%20Papers/074%20-%20LinLabNORPIE3.pdf>)
- [10] Джонс М.Т. Программирование искусственного интеллекта в приложениях / М. Тим Джонс; пер. с англ. Осипов А. И. – М.: ДМК Пресс, 2006 – 312 с.: ил.
- [11] Івашин В.В. и др. Резонансный вибратор. Патент RU 2177840 C2.
- [12] Akira Chiba, Tadashi Fukao, Osamu Ichikawa, Masahide Oshima, Masatsugu Takemoto and David G. Dorrell. Magnetic Bearings and Bearingless Drives - Integra Software Services, 2005.

Надійшла 06.06.2007

ЕНЕРГОЗБЕРІГАЮЧІ СИЛЬНОСТРУМОВІ ВИСОКОВОЛЬТНІ КЛЮЧІ І ФАЗНІ МОДУЛІ НА ЇХ ОСНОВІ

Панасенко М.В., д.т.н., проф., Панасенко Н.М., Хворост В.Ю., доц., к.т.н.
Державний науково-дослідний центр залізничного транспорту України, Харківська філія
Україна, 61050, Харків, пл. Фейєрбаха, 7а
тел. 707-64-41

Розглянута гібридна структура сильнострумowego високовольтного безснаберного двоквadrантного ключа знакозмінного струму з точки зору реалізації позитивних властивостей двоопераційних асиметричних тиристорів і біполярних транзисторів із ізольованим затвором в напрямку зниження втрат потужності в ключах. Наведена схема фазового модуля з вузлами однорідної комутації на гібридних ключах із зниженими динамічними втратами потужності.

Рассмотрена гибридная структура сильнотокowego высоковольтного безснаберного двоквadrантного ключа знакопеременного тока с точки зрения реализации позитивных свойств двооперационных асимметричных тиристоров и биполярных транзисторов с изолированным затвором в направлении снижения потерь мощности в ключах. Приведена схема фазового модуля с узлами однородной коммутации на гибридных ключах со сниженными динамическими потерями мощности.

1. АНАЛІЗ СТАНУ ПРОБЛЕМИ І ПОСТАНОВА ЗАДАЧІ РОБОТИ

В широкорегульованих зворотних схемах силових високовольтних автономних перетворювачів з реактивною компонентою навантаження до яких належать і тягові перетворювачі частоти магістрального електро рухомого складу з асинхронними двигунами, як правило, використовуються двоквadrантні ключі знакозмінного струму [1] на основі сильнострумowych високовольтних керованих двоопераційних напівпровідникових приладів: комутуємих по управляючому електроду тиристорів (GTO, GCT) або біполярних транзисторів з ізольованим затвором (IGBT, IEGT). Наявність в схемах цих ключів зворотного діода, шунтуючого керований двоопераційний прилад, і робить можливим обмін потужністю між джерелом живлення і навантаженням в обох напрямках без зміни полярності їх напруг.

Базовою комутаційною структурою для двоквadrантних ключів знакозмінного струму в схемах автономних перетворювачів з широтно-імпульсною модуляцією є двофільтрова структура з "жорсткою" комутацією керованих двоопераційних приладів, так як ці перетворювачі мають силові фільтри на вході і виході їх вентиляльних комутаторів [2]. У відповідності до свого призначення силові фільтри згладжують вхідну напругу або вихідний струм. Тому на інтервалах комутації ми можемо говорити про постійну напругу на керованому приладі при зростаючому струмі на етапі його ввімкнення та про постійний струм в керованому приладі при зростаючій напрузі на етапі його вимикання. При визначенні загальних характеристик автономних перетворювачів як правило ідеалізують процеси комутації як при ввімкненні, так і при вимиканні ключів, вважаючи час комутації рівним нулю. Однак при виборі елементів ключів та при розрахунку енергетичних характеристик перетворювачів доводиться враховувати ненульовий час комутації і, отже, комутаційні втрати як при ввімкненні, так і при вимиканні напівпровідникових приладів ключів. При цьому в першу чергу нас цікавлять комутаційні втрати в керованих приладах ключів, в яких, з підвищенням частоти перемикань, складова комутаційних втрат потужності не тільки наближається по своїй величині до

складової статичних втрат потужності (втрат прямої провідності), але може й суттєво перевищувати цю складову [3, 4]. На практиці, поряд з удосконаленням самих керованих напівпровідникових приладів у напрямку скорочення часу комутації, для підвищення струмових і частотних можливостей двоквadrантних високовольтних сильнострумowych ключів знакозмінного струму, як правило, використовують і снаберну обв'язку цих ключів [5, 6], переносячи тим самим значну частку складової комутаційних втрат з керованого напівпровідникового приладу ключа на снаберні ланцюги. Однак наявність снаберних ланцюгів не приводить до покращення енергетичних показників перетворювачів без додаткового введення в їх схему спеціальних засобів по відводу (передачі) накопиченої в їх реактивних елементах енергії в джерело живлення або навантаження [7]. Використання ж снаберних ланцюгів і схемних засобів по відводу від них накопиченої енергії суттєво ускладнює як силову схему самих ключів, так і силову схему автономного перетворювача в цілому.

Поява на ринку силової електроніки сильнострумowych високовольтних керованих напівпровідникових приладів типу асиметричних HD-GTO, GCT, та IGBT, IEGT рекомендованих фірмами-виробниками для використання в двоквadrантних ключах знакозмінного струму в безснаберному варіанті [8], дозволяє по новому підійти до створення ключів на їх основі, а саме, гібридних ключів, виходячи з наявних переваг того чи іншого виду керованого напівпровідникового приладу. Тут мається на увазі ті обставини, що високовольтні транзистори IGBT, IEGT мають більш кращі характеристики щодо високовольтних асиметричних тиристорів HD-GTO, GCT в частині швидкодії процесів вимикання і, отже, комутаційних втрат потужності при вимиканні, суттєво уступаючи по величині втрат потужності при ввімкненні та в режимі прямої провідності [8-10], а також та стійкості до кризових струмів [11, 12].

Вирішення задачі щодо використання в практиці створення сильнострумowych високовольтних ключів позитивних сторін кожного з двох видів керованих напівпровідникових приладів: біполярних транзисторів з ізольованим затвором і тиристорів з комутацією по управляючому електроду на думку авторів і дозво-

литель реалізувати гібридний енергоефективний сильноточовий високовольтний ключ, параметри якого будуть в найбільшій мірі відповідати вимогам їх використання у фазних модулях потужних високовольтних автономних перетворювачів з широтно-імпульсною модуляцією, і в першу чергу, в перетворювачах частоти для тягового асинхронного електропривода магістральних електровозів. Задача побудови гібридних енергоефективних сильноточових високовольтних ключів і фазних модулів на їх основі є однією із складових пошукових науково-дослідних робіт Державного науково-дослідного центру залізничного транспорту України по розробці перетворювачів частоти з повітряним охолодженням для асинхронного тягового електроприводу магістральних електровозів потужністю 5600 – 6400 кВт.

2. СТРУКТУРА СХЕМИ ГІБРИДНОГО КЛЮЧА І ПРИНЦИП ЙОГО УПРАВЛІННЯ

На рис. 1, а наведена схема гібридного ключа VK з драйвером БУ, а на рис. 1, б – є ідеалізовані діаграми імпульсів управління керованими напівпровідниковими приладами: тиристорами VS – i_{yvs} транзистором VT – u_{yvt} струмів на інтервалах їх провідності та напруги U_s і струму i_s на загальному інтервалі провідності ключа VK на періоді широтно-імпульсної модуляції $T_{ШІМ}$ при скажності γ регулювання тривалості провідності ключа близьким до 1.

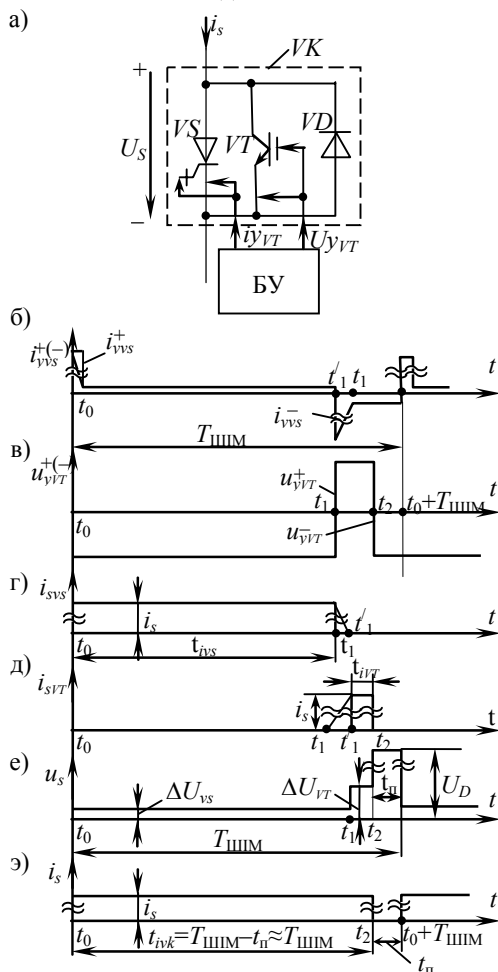


Рис. 1. Схема гібридного ключа (а) і ідеалізовані діаграми процесу його управління (б-е): (VS –лінійний тиристор, VT –комутуючий транзистор)

На початку кожного із періодів $T_{ШІМ}$ ($t_0, t_0 + T_{ШІМ}$ і т.д.) широтно-імпульсної модуляції вмикається тиристор VS ключа VK імпульсом управління i_{yvs}^+ і через тиристор і, отже, через ключ VK , тече струм i_s . Транзистор VT ключа VK є вимкненим за рахунок дії на нього запираючого імпульсу u_{yvt}^- . Напруга на ключі VK – U_s при цьому визначається прямим падінням напруги ΔU_{VS} на тиристорі VS при струмі i_s у відповідності співвідношення

$$\Delta U_{vs} = U_{0vs} + r_{gvs} \cdot i_s, \quad (1)$$

де U_{0vs}, r_{gvs} – відповідно порогова напруга і динамічний опір тиристора VS .

Для вимкнення тиристора VS на нього подається в момент t_1 запираючий імпульс i_{yvs}^- при одночасній подачі відпираючого імпульсу u_{yvt}^+ на транзистор VT ключа VK . Враховуючи більш високу швидкодію транзистора VT при його ввімкненні у порівнянні із швидкодією тиристора VS при його вимкненні, власно вимкнення тиристора VS і відновлення його блокуючих властивостей при знеструмленні буде відбуватися при ввімкненому стані транзистора VT , який в момент початку відновлення блокуючої спроможності t_1 приймає на себе весь струм i_s . Отже, вимкнення і відновлення блокуючих властивостей тиристора VS відбувається при обмеженій, на рівні прямого падіння напруги ΔU_{VT} на транзисторі VT , напрузі, яка також може визначатися із співвідношення (1) при заміні відповідно порогової напруги U_{0vs} і динамічного опору r_{gvs} тиристора на аналогічні параметри транзистора U_{0vt} і r_{gvt} .

Етапи розсмоктування заряду і спаду анодного струму i_s в тиристорах, комутуваних по управляючому електроду складають значно меншу частку загального часу вимкнень цих тиристорів t_{GQ} . Причому, етап розсмоктування заряду t_s , який визначається інтервалом часу між початком протікання негативного запираючого струму управління i_{yvt}^- і початком спаду анодного струму i_s , можна знехтувати [13] на етапі спаду $t_1 - t_i$ анодного струму i_s тиристора VS , а на етапі переходу струму з тиристора на транзистор прийняти падіння напруги на ключі рівним падінню напруги на тиристорі VS .

Необхідна тривалість інтервалу провідності t_{ivt} транзистора VT повинна бути не меншою за час Δt_{GQ} який потрібний для відновлення блокуючих властивостей тиристора VS після його знеструмлення, тобто $t_{ivt} \geq \Delta t_{GQ}$. Величину Δt_{GQ} можна визначити із співвідношення

$$\Delta t_{GQ} = t_{GQ\Pi} - (t_s + t_f) \approx t_{GQ} - t_s. \quad (2)$$

Параметр $\Delta t_{GQ\Pi}$ представляє собою паспортний час вимкнення тиристорів, комутуваних по управляючому електроду.

Таким чином, інтервал провідності біполярного транзистора із ізолюваним затвором t_{ivt} в схемах гібридних ключів не перевищує час вимкнення їх тиристорів, Δt_{GQ} , величина якого для сучасних сильноточових високовольтних приладів типу HD-GTO і GCT складає, як правило, всього $10 \div 30$ мкс [13, 14].

Вимкнення ключа VK виконується після відновлення блокуючих властивостей тиристора VS за рахунок вимкнення транзистора VT шляхом подачі на нього негативного імпульсу управління u_{yvt}^- . Час вимкнення t_{off} сильноточових високовольтних біполярних транзисторів із ізолюваним затвором складає

всього одиниці мікросекунд, причому, час спаду t_E колекторного струму i_s на етапі вимикання не перевищує однієї мікросекунди [8, 9]. Після вимикання транзистора VT ключа VK на ключі і, отже, на всіх його напівпровідникових приладах, встановлюється постійна напруга джерела живлення U_D . Мінімальна тривалість паузи t_{\min} в струмі i_s гібридного ключа VK як і у випадку чисто транзисторного або чисто тиристорного ключа задається тільки умовою забезпечення необхідного часу для реалізації режиму "м'якої" комутації транзистора при його вимиканні у випадку використання ємнісного снабера [8]. Щодо мінімальної тривалості інтервалу провідностей гібридного ключа $t_{iVK\min}$, то тут немає ніяких обмежень, так як в режимі роботи ключа при скважності близькій до нуля може комутувати тільки транзистор VT ключа.

Стосовно енергоефективності гібридних сильнострумових високовольтних ключів відмітимо наступне. Використання безснаберних двоквadrантних ключів знакозмінного струму в малоіндуктивних двофільтрових комутаційних структурах в залежності від виду керованого двоопераційного приладу: транзистора чи тиристора, відповідно потребує чи не потребує обов'язкового обмеження величини кризисних струмів при ввімкненні керованого приладу ключа, які обумовлені запізнюваннями вимикання протифазного діода. При використанні чисто тиристорних ключів правильний вибір типу протифазного діода і параметрів імпульса управління тиристора за рахунок допустимого короткочасного струмового перевантаження принципово дозволяє відмовитися від схемних засобів обмеження кризисних струмів. В чисто транзисторних ключах струмове перевантаження за межі допустимої величини імпульсного струму є недопустимим. Тому в безснаберних транзисторних ключах навіть при відповідному підборі протифазного діода використовують обмеження кризисного струму для зниження струмового перевантаження транзистора при його ввімкненні шляхом зниження швидкості наростання керуючого сигналу u_{VT}^+ [2]. Однак незважаючи на простоту цього способу, він суттєво підвищує комутаційні втрати енергії при ввімкненні E_{on} такого ключа [12] у порівнянні з аналогічними втратами при безснаберному ввімкненні тиристора. Цей недолік сильнострумових високовольтних транзисторних ключів поряд із значно більшими статичними втратами потужності у порівнянні з високовольтними тиристорами, комутуємими по управляючому електроду, незважаючи навіть на суттєву перевагу стосовно комутаційних втрат в транзисторах при їх вимиканні у порівнянні з аналогічними втратами в тиристорах, комутуємих по управляючому електроду, і не надає значної переваги чисто транзисторними ключами у порівнянні з чисто тиристорними як з боку їх вартості, так і енергетичних та частотних характеристик [6, 15, 16]. В гібридних безснаберних сильнострумових високовольтних двоквadrантних ключах знакозмінного струму використовуються переваги кожного із виду керованих напівпровідникових приладів: тиристора, комутуємого по управляючому електроду – переваги стосовно комутаційних втрат при ввімкненні і статичних втрат в режимі провідності; транзистора – перевага стосовно комутаційних втрат і швидкодії при вимиканні. Нижче в таблиці наведені результати роз-

рахунку втрат потужності в сильнострумових високовольтних безснаберних транзисторному, тиристорному і гібридному ключах при роботі їх в двофільтрової комутаційній структурі із слідуєчими робочими параметрами: $f_{\text{ШИМ}}=1000\text{Гц}$; $I=I_C(I_{TA})$; $U_D=U_{DRM}(U_{CEC})/2$; $\gamma=t_{iVK}/T_{\text{ШИМ}}\approx 1$.

Таблиця

Тип ключа	Параметри ключа											
	$U_{CES} U_{DRM} (В)$	$I_C I_{TR} (А)$	$I_{CH} I_{TOREM} (А)$	$U_{0VT} U_{0S} (В)$	$r_{gVT} r_{gS} (мОм)$	$E_{onVT} E_{onTS} (Дж)$	$E_{offVT} E_{offTS} (Дж)$	$\Delta P_{стVT} \Delta P_{стTS} (Вт)$	$\Delta P_{onVT} \Delta P_{onTS} (Вт)$	$\Delta P_{offVT} \Delta P_{offTS} (Вт)$	$\Delta P_{\Sigma VT} \Delta P_{\Sigma TS} (Вт)$	$(\Delta P_{ст} / \Delta P_{\Sigma}) 100 (\%)$
Транзисторний	4500	900	1800	1,5	2,2	4,0	2,7	3132	4000	2700	9832	31,8
Тиристорний	4500	1400	3200	1,1	0,4	2,5	7,0	2324	2500	7000	11824	19,65
Гібридний	4500	1200	3200 1200	1,1 1,63	0,4 3,1	1,75	3,1	1896	1750	3100	6746	28,1

Транзисторний (CM900HB-90H (IGBT Mitsubishi E.))

Тиристорний (5SHY35L4502 (IGCT ABB S.))

Гібридний (SSGY35L4502 HD GTO, CM600HB-90H IGBT.)

Порівняння результатів розрахунку, наведених в таблиці, показує суттєву перевагу сильнострумових високовольтних гібридних ключів у порівнянні як з чисто транзисторними сильнострумовими високовольтними ключами (втрати потужності в гібридному ключі на середній струм 1200А і робочу постійну напругу 2250В складають у розглянутому прикладі 68,6% втрат потужності чисто транзисторного ключа однакової робочої напруги і меншим на 33,3% струмовим навантаженням), так і з чисто тиристорними сильнострумовими високовольтними ключами (втрати потужності в гібридному ключі на середній струм 1200А і робочу постійну напругу 2250В складають у розглянутому приладі 57% втрат потужності чисто тиристорного ключа однакової робочої напруги і більшим всього на 16,7% струмовим навантаженням).

Не менш важливою позитивною властивістю гібридних безснаберних ключів є те, що при значно меншій величині втрат потужності в них ці втрати діляться практично рівномірно між лінійним тиристором і комутуючим транзистором, а це при таблеточній конструкції приладів дозволяє достатньо просто реалізувати їх охолодження за допомогою охолоджувачів на теплових трубах [17].

3. СИЛОВА СХЕМА ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОГО ФАЗНОГО МОДУЛЯ НА БАЗІ ГІБРИДНИХ СИЛЬНОСТРУМОВИХ ВИСОКОВОЛЬТНИХ КЛЮЧІВ

Достатньо значна частина динамічних втрат потужності при перемиканнях керованих напівпровідникових приладів в безснаберних високовольтних двоквadrантних ключах знакозмінного струму як чисто транзисторних та тиристорних, так і гібридних, спонукає розробників перетворювальних агрегатів з ши-

ротно імпульсною модуляцією до пошуку ефективних засобів по їх зниженню.

Традиційними засобами по вирішенню цієї задачі є обов'язка ключів снаберними ланцюгами: *LRD*-снабером – для зниження втрат потужності при вимиканні [7, 8]. При цьому правильний вибір параметрів елементів снаберів сприяє достатньо значному зльненню керованих напівпровідникових приладів від комутаційних втрат. Однак потужність втрат в резисторах цих снаберів, що визначається енергією запасасемою в індуктивності *LRD*-снабера, та в ємності *CRD*-снабера і яка є пропорційною частоті перемикачів ключа, може на відносно високих частотах стати обмежуючим фактором в їх використанні.

Більш доцільним засобом для зниження комутаційних втрат потужності є використання в фазних модулях автономних перетворювачів з широтно-імпульсною модуляцією вузлів однорідної комутації [18, 19], які не тільки вирішують задачу повного зниження динамічних втрат потужності при ввімкненні ключів на протифазний діод в двофільтрової комутаційній структурі, але й дозволяють використовувати часто ємнісні снабери для зниження динамічних втрат потужності при вимиканні ключів не застосовуючи при цьому додаткових пристроїв скиду накопиченої в конденсаторі снабера енергії.

Схема силової частини фазного модуля наведена на рис. 2, а. На рис. 2, б-г наведені діаграми ілюструючи процеси ввімкнення лінійних тиристорів *VS* ключів *VK* фазного модуля в нулі напруги на ньому.

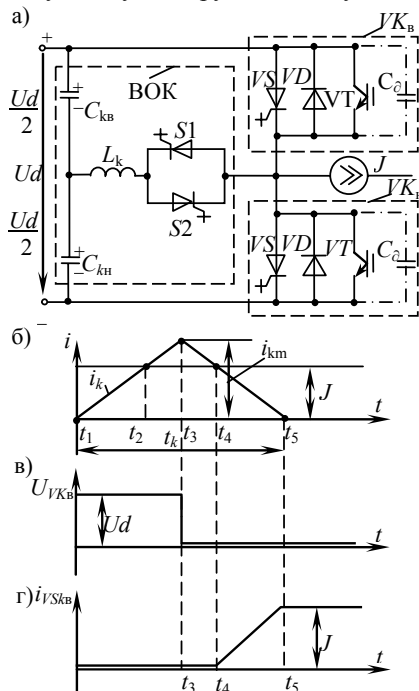


Рис. 2. Схема силової частини енергоефективного модуля на гібридних ключах *VK_в* і *VK_н* з вузлом однорідної комутації ВОК ($C_{кв}$, $C_{кн}$, L_k , $S1$, $S2$) (а); діаграми, ілюструючи процеси ввімкнення лінійного тиристора *VS* верхнього ключа *VK_в* в нулі напруги на ньому (б) – (г)

Розглянемо спочатку процес ввімкнення одного із гібридних ключів фазового модуля без снаберних конденсаторів C_{ϕ} (наприклад *VK_в*) при квазісталому

режимі роботи з навантаженням у вигляді джерела постійного струму величини *J* позитивного напрямку. У цьому режимі при вимкненому стані верхнього ключа *VK_в* струм *J* тече через діод *VD* нижнього ключа *VK_н*. Управління керованими напівпровідниковими приладами ключів *VK_в* і *VK_н* побудувала таким чином, що вони в квазісталому режимі вимикаються тільки при нульовій напрузі на них. В зв'язку з цим сформуємо перед ввімкненням лінійного тиристора *VS* верхнього ключа *VK_в* нульову напругу на ньому, що можна зробити за допомогою вузла однорідної комутації (ВОК). Для цього безпосередньо перед початком чергового інтервалу провідності ключа *VK_в* вмикаємо тиристор *S2* вузла однорідної комутації (в момент t_1 на рис. 2, б). Ввімкнення цього тиристора, при достатньо великих ємностях конденсаторів C_k вхідного ємнісного дільника ($C_{кв}$, $C_{кн}$) вузла однорідної комутації, приводить при лінійній комутуючій індуктивності L_k до наростання струму i_k в контурі " $C_{кн} - L_k - S2 - VD_{VKн}$ " по лінійному закону i , отже, до зменшення струму у зворотному діоді *VD* нижнього ключа *VK_н*. В момент часу коли зростаючий струм i_k починає перевищувати величину струму навантаження *J* (момент $t \geq t_2$ на рис. 2, б) через діод *VD* нижнього ключа *VK_н* почне протікати наростаючий зворотній струм $i_k - J$. Під дією цього струму діод *VD* нижнього ключа *VK_н* буде відновлювати свої блокуючі властивості за рахунок виносу з його базових шарів накопиченого заряду зворотнім струмом ($i_k - J$). При деякому значенні комутуючого струму $i_{km} > J$ закінчиться процес відновлення блокуючих властивостей цього діода (момент t_3 на рис. 2, б) і він стрибкоподібно закривається. Надлишок струму $i_{km} - J$ переходить в діод *VD* верхнього ключа *VK_в* і, отже, напруга на верхньому ключі стає нульовою (прямим падінням на діоді *VD* верхнього ключа можна знехтувати). Починаючи з цього моменту і можна подавати відпираючий імпульс на лінійний тиристор *VS* верхнього ключа *VK_в*. Момент t_3 і є початком імпульсу провідності верхнього ключа *VK_в* на періоді $T_{ШИМ}$ широтно-імпульсної модуляції. Перехід у провідний стан верхнього ключа *VK_в* створює новий контур протікання комутуючого струму i_k , а саме контур " $C_{кв} - L_k - S2 - VK_{в}$ ". В цьому контурі струм i_k тече проти напрямку напруги на верхньому конденсаторі $C_{кв}$, вхідного ємнісного дільника і отже буде спадати. При цьому в інтервалі $t_2 - t_4$ він буде ще протікати через діод *VD*, а починаючи з моменту часу t_4 – через відкритий попередньо тиристор *VS* цього ключа. Починаючи з моменту t_4 на тиристор *VS* верхнього ключа почне переходити і струм навантаження який на інтервалі часу $t_3 - t_4$ відбирався ще від вузла однорідної комутації. В момент часу t_5 , коли комутуючий струм i_k під дією напруги $Ud/2$ верхнього конденсатора $C_{кв}$ спаде до нуля, струм навантаження повністю перейде на тиристор *VS* верхнього ключа, а тиристор *S2* вузла однорідної комутації вимкнеться і, отже, на цей момент і закінчаться процеси у фазному модулі пов'язані із ввімкненням верхнього ключа *VK_в*.

Процеси у фазному модулі пов'язані з ввімкненням верхнього ключа *VK_в* відбуваються в паузу (див. рис. 1,є) перед початком слідуючого періоду широт-

но-імпульсної модуляції $T_{\text{ШИМ}}$, якщо в схемі відбуло вимикання цього ключа.

При зміні напрямку джерела постійного струму J процес ввімкнення нижнього ключа V_{K_n} при негативному напрямку джерела постійного струму проходить аналогічно процесам розглянутим вище за винятком того, що у вузлі однорідної комутації будуть спочатку задіяні тиристор $S1$ і верхній конденсатор $C_{кв}$ з посліду ючим переходом в момент t_3 на нижній конденсатор $C_{кн}$ ємнісного дільника.

Стосовно вибору параметрів елементів вузла однорідної комутації, то тут треба відмітити слідуюче. Величина комутуючої індуктивності L_k і, отже, при заданій напрузі $Ud/2$ на конденсаторах ємнісного дільника, швидкість наростання струму i_k (швидкість спаду струму в зворотних діодах ключів) визначається із умови забезпечення допустимої швидкості спаду струму у зворотних діодах, яка регламентується фірмами-виробниками, тобто

$$L_k \geq \frac{Ud}{2 \left(\frac{di}{dt} \right)_{VD}^-} \quad (1)$$

де $\left(\frac{di}{dt} \right)_{VD}^-$ – допустима швидкість спаду струму у зворотних діодах.

Так при $\left(\frac{di}{dt} \right)_{VD}^- \geq 300$ А/мкс і $Ud/2=2$ кВ, величина комутуючої індуктивності буде не перевищувати 3,33 мкГн і таку індуктивність доцільно виконувати у вигляді повітряного циліндра із стрічкового матеріалу малої товщини.

В інтервалі комутації t_k через індуктивність L_k тече імпульсний струм рівнобедреної трикутників форми з амплітудою

$$I_{km} = J + I_{rr} \quad (2)$$

де I_{rr} – амплітуда зворотного струму через діоди ключів при його вимиканні для заданої величини $\left(\frac{di}{dt} \right)_{VD}^-$.

Тривалість імпульсу t_k струму i_k в індуктивності L_k визначається

$$t_k = 2 \frac{I_{km}}{\left(\frac{di}{dt} \right)_{VD}^-} \quad (3)$$

Такої форми і величини тече і імпульс струму через комутуючі тиристори $S1$ і $S2$ вузла однорідної комутації (через тиристор $S2$ при позитивному напрямку джерела постійного струму J , через тиристор $S1$ при негативному напрямку джерела постійного струму J).

Короткотривалий характер комутуючого струму i_k і обумовлює невеликі діючі струми за період широтно-імпульсної модуляції $T_{\text{ШИМ}}$ в елементах вузлів однорідної комутації і, отже, малі втрати і невеликі установлені потужності цих елементів.

Позитивною властивістю використання вузла однорідної комутації щодо струмових навантажень керованих напівпровідникових приладів ключів фаз-

ного модуля є також і відсутність кризних струмів та обмежена (на рівні $(di/dt)_{VD}$) швидкість наростання прямого струму у ввімкненому стані лінійних тиристорів (рис. 2, г). Це дає можливість відмовитися від установки навіть невеликих снаберних індуктивностей в силових схемах перетворювачів на основі фазних модулів з вузлами однорідної комутації.

При наявності чисто ємнісних снаберів у фазних модулях з вузлами однорідної комутації відмітимо ще появу ряду позитивних чинників, а саме, це обмеження потужності втрач при вимиканні комутуючого транзистора з урахуванням еквівалентної ємності снабера; це автоматичне скидання запасової енергії в конденсаторі снабера в момент передуючий безпосередньо черговому ввімкненню ключа, це обмеження швидкості перепаду потенціалу загальної точки "фазний модуль – навантаження".

Із-за обмеженого об'єму даної публікації, ці процеси будуть розглянуті авторами у їх слідуючій публікації. "Енергоєфективні сильнострумові високовольтні фазні модулі з м'якою комутацією ключів і мостові автономні перетворювачі на їх основі".

ВИСНОВКИ

1. Комбіноване використання у сильнострумових високовольтних безснаберних двоквadrантних ключах знакозмінного струму асиметричних двоопераційних тиристорів і біполярних транзисторів із ізолюваним затвором відповідно в якості лінійних і комутуючих вентилів дозволяє реалізувати переваги стосовно тиристорів по відношенню до транзисторів в частині кризових струмів, часу і втрач потужності у стані провідності, а стосовно транзисторів по відношенню до тиристорів – в частині часу і втрач потужності при вимиканні.

2. Втрати потужності в безснаберних гібридних ключах 45-го і вище класів по напрузі і на постійний струм 400 і вище ампер при максимальному використанні лінійних тиристорів по їх робочим значенням величин постійної напруги і постійного струму при частоті перемикачів 1000 і вище Гц і коефіцієнту тривалості імпульсу провідності ключа близькому до 1 є значно меншим чим в чисто тиристорних і чисто транзисторних ключах тієї ж потужності.

3. Для гібридного ключа 45- класу по напрузі і постійний струм 1200 А при частоті перемикачів 1000 Гц і коефіцієнту тривалості імпульсу провідності ключа 0,999 сумарні втрати потужності складають всього 6746 Вт (із них 1896 Вт – статичні, 1750 Вт – при ввімкненні, 3100 Вт – при вимиканні), що більш чим на 2000 Вт менше сумарних втрач потужності в чисто транзисторному і більш як на 3500 Вт менше сумарних втрач потужності в чисто тиристорних ключах однакової потужності.

4. Використання гібридних ключів у фазних модулях з вузлами однорідної комутації у безснаберному варіанті дає подальше зниження сумарних втрач потужності на величину динамічних втрач при ввімкненні ключа за рахунок забезпечення нульової напруги на ключі при його ввімкненні.

5. У фазних модулях з вузлами однорідної комутації повністю знімаються в квазісталому режимі ро-

боти проблеми пов'язані з необмеженою швидкістю наростання струму в безснаберних ключах, працюючих в двофільтрових комутаційних структурах з протифазним діодом.

6. Перехід до чисто ємнісного снабера в ключах дозволяє у фазних модулях на їх основі при використанні вузлів однорідної комутації не тільки ще знизити динамічні втрати потужності при вимиканні при менших величинах ємності конденсаторів снабера, але й реалізувати автоматичний скид запасованої в конденсаторах снаберів енергії та забезпечити обмеження швидкості перепаду потенціалу загальної точки "фазовий модуль навантаження" при перемиканнях ключів.

7. Установлена потужність елементів вузлів однорідної комутації фазних модулів є невеликою завдяки короткотривалості роботи цих вузлів.

Чотири останні висновки відносяться до фазних модулів із вузлами однорідної комутації як на основі гібридних ключів, так і на основі чисто транзисторних чи тиристорних ключів.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Гончаров Ю.П., Будьоний О.В., Морозов В.Г., Панасенко М.В., Ромашко В.Я., Руденко В.С. Перетворювальна техніка. Підручник. ч.2. За ред. В.С. Руденка. – Харків: Фоліо. 2000. – 360 с.
- [2] Гончаров Ю.П., Панасенко М.В., Семененко О.І., Хворост М.В. Статичні перетворювачі тягового рухомого складу. Навчальний посібник під ред. Ю.П. Гончарова. – Харків: НТУ"ХП", 2007. – 192 с.
- [3] Чибиркин В.В. Создание силовых полупроводниковых приборов для преобразователей электроподвижного состава. / Электротехника, №3, 1998. – С. 1-9.
- [4] Сорин Л.Н., Колпахчян П.Г. Потери в статических преобразователях электровозов постоянного тока с асинхронным тяговым приводом. // Вісник СНУ ім. В. Даля, №8(78), 2004. – С. 278-282.
- [5] Малютин В.А., Литовченко В.В., Грибанов П.Ф., Талья Ю.И. Анализ построения тягового и вспомогательного преобразовательного оборудования современного ЭПС. // Труды ВНИИЖТа "Электрическая тяга на рубеже веков". Под ред. А.Л. Лисицина. – М.: Интекс, 2000. – С. 130-150.
- [6] Y. Oi, S. Kato, T. Kato, A. Yajima, A. Ujiie, E. Takahara, IEGT Power Converters for the Shinkansen Traction Systems // Т. IEE Japan, Vol. 121-D, №3, 2001. – р. 356-362.
- [7] Булатов О.Г., Лыщак П.С., Одынь С.В. Мощные ключи на тиристорах, выключаемых по цепи управления. // Электротехн. пром. сеть. Сер. 05. Силовая преобразовательная техника: Обзор. информ. – 1988, вып. 19. – 48 с.
- [8] Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: ДОДЭКА – XXI, 2005. – 384 с.
- [9] Technical Information IGBT-Modules FZ 600 R65 KF1, EUPEC, 2002. – 9 s.
- [10] Краткий каталог 1998 г. Мощные полупроводниковые приборы ABB Semiconductors AG. – М.: АББ Индустрии и стройтехника, 1988. – 24 с.
- [11] Ласка Б. Системы приводов для электропоездов постоянного тока 3 кВ. / Локомотив, №1, 2000. – С. 42-45.
- [12] Хворост Н.В. Эксплуатационные характеристики управляемых полупроводниковых приборов тяговых преобразователей электроподвижного состава. / Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті, №2, 2003. – С. 31-36.
- [13] Запираемые тиристоры. Быстродействующие диоды фирмы ABB Semiconductors AG. – М.: Ассоциация инженеров силовой электроники, 1998. – 166 с.
- [14] Technical Information Mitsubishi Gate turn-off thyristors FG 4000 BX-90DA, 1998. – 4 p.
- [15] Лещев А.И., Сулова К.Н. Технико-экономическая эффективность применения IGBT, IGCT, GTO в новых разработках преобразователей электроподвижного состава. / Изв. вузов. Электромеханика, №4-5, 2001. – С. 82-88.
- [16] Ласка Б. Развитие тяговых преобразователей на транзисторах IGBT. Предпосылки и факторы успеха техники на базе IGBT. / Железные дороги мира, №11, 2003. – С. 32-39.
- [17] Кравченко Е.Н. Охлаждение силовых модулей на основе тепловых труб в высоковольтном электроприводе. // Технічна електродинаміка. Тем. випуск „Силова електроніка та енергоефективність”, част. 1, Київ, 2003. – С. 33-36.
- [18] Хворост М.В., Гончаров Ю.П., Панасенко М.В. та інш. Види комутації та енергетичні характеристики в електричних колах з ключовими елементами. / Електротехніка і Електромеханіка, №4, 2005. – С. 67-72.
- [19] Гончаров Ю.П., Хворост Н.В., Ивахно В.В. Улучшение энергетических и динамических характеристик схем мягкой коммутации устройств силовой электроники с запираемыми полупроводниковыми приборами. // Технічна електродинаміка. Тем. вип. "Проблеми сучасної електротехніки", част. 2, Київ, 2006. – С. 113-120.

Надійшла 13.02.2007

АМОРФНЫЕ СПЛАВЫ И ВОЗМОЖНОСТЬ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ В БЛОКАХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ РАСЦЕПИТЕЛЕЙ АВТОМАТИЧЕСКИХ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ

Павленко Т.П., к.т.н, доц.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", каф. "Электрические машины"

тел. (057) 707-66-01.

У роботі розглянуті питання основних властивостей і можливості застосування аморфних сплавів в різних областях техніки. Враховуючи особливості нового магнітотяжкого матеріалу, з'явилася необхідність їх використання в магнітопроводах елементів конструкцій низьковольтних електричних апаратів. а саме, як показали дослідження, в блоках напівпровідникових розциплювачів автоматичних вимикачів серії ВА.

В работе рассмотрены вопросы основных свойств и возможности применения аморфных сплавов в различных областях техники. Учитывая особенности нового магнитотяжкого материала, появилась необходимость их использования в магнітопроводах элементов конструкции низьковольтных електрических апаратів. а именно, как показали исследования, в блоках полупроводниковых расцепителей автоматических выключателей серии ВА.

ВВЕДЕНИЕ

Современный научно-технический прогресс немалым без создания и применения принципиально новых материалов. К таким материалам следует отнести новый класс магнитомягких сплавов для магнітопроводов, не имеющих кристаллического строения – металлических стекол или аморфных сплавов. Их получают различными методами, в основе которых лежит сверхбыстрый переход компонентов сплавов из жидкого состояния в твердое. Промышленное применение получил самый распространенный способ прокатки расплава в быстро вращающихся валках с получением ленты толщиной 0,01-0,100 мм.

Наибольшее распространение получили сплавы на основе металлов переходной группы (Fe; Ni; Co) с металлоидами (B; Si; C), которые понижают температуру плавления и обеспечивают более легкое достижение температуры стеклования при охлаждении.

Известно [1], что физические и химические свойства материала определяются его электронной структурой. Отсутствие дальнего порядка, а следовательно, и периодичности в расположении атомов в аморфных сплавах приводят к особенностям их электронной структуры и, соответственно, физико-химических свойств.

Заметим, что электронная структура зависит также от количества и вида аморфизирующих металлоидов.

Аморфные сплавы обладают высокой прочностью и твердостью (до 1000 HV). В то же время большинство ленточных образцов аморфных сплавов можно согнуть и разогнуть не опасаясь их разрушения, однако степень деформации при испытании на растяжение очень мала, т.к. образец претерпевает сильно локализованную сдвиговую деформацию. За меру пластичности аморфных сплавов принимают остаточный угол загиба после изгиба образца на 180°. Испытания свидетельствуют о том, что аморфные сплавы достаточно пластичны.

Считалось, что структура аморфных тел изотропна, поскольку отсутствует кристаллографическая анизотропия. Однако изучение свойств аморфных сплавов показало, что они обладают магнитной анизотропией.

Магнитная анизотропия аморфных сплавов связана с макроскопической анизотропией структуры, которая возникает при получении аморфных сплавов

всеми способами непосредственно перед стеклованием, когда вязкость резко возрастает, вызывая сдвиговые напряжения и деформации. При этом пары атомов или их группы располагаются в соответствии с направлением деформации из-за различий в силах химического взаимодействия и размерах. Анизотропия наводится также внутренними напряжениями, образующимися при стекловании.

Анизотропия структуры аморфных сплавов и остаточных напряжений определяют магнитную анизотропию, формирующую доменную структуру, от которой и зависят магнитные свойства аморфных сплавов (как и от стабилизации доменов на границах дефектов атомной структуры или дефектах, связанных с технологией получения). В частности от соотношения различных доменов зависят максимальная магнитная проницаемость μ_{max} , индукция насыщения B_s , коэрцитивная сила H_c , начальная магнитная проницаемость μ_n .

Величину магнитной анизотропии можно существенно снизить или изменить путем термической (отжиг), термомагнитной или термической с наложением механических напряжений обработок.

В целом в аморфных сплавах достигаются весьма высокие для магнитомягких материалов характеристики:

- высокие значения магнитной проницаемости (μ_n – до 8000; μ_{max} до 300000-700000);
- низкая коэрцитивная сила (H_c менее 8 А/м);
- достаточная магнитоотрицательная насыщения, регулируемая в широком диапазоне значений;
- высокое удельное сопротивление ($\rho = 1-1,5 \text{ Ом}\cdot\text{мм}^2$);
- низкий коэффициент температурной зависимости и малые потери на гистерезис и вихревые токи (в 3-5 раз ниже лучших кристаллических сплавов).

По данным аморфные сплавы обладают и повышенной коррозионной стойкостью, высоким сопротивлением адгезионному износу.

Однако аморфные сплавы имеют ряд существенных недостатков, затрудняющих их использование и делающих не совсем перспективными их применение. К основным недостаткам можно отнести:

- крайняя хрупкость после термообработки (при несоблюдении режима);
- высокая твердость, затрудняющая резку;
- малая толщина ленты (до 50 мкм), что делает практически невозможной шихтовку;
- большая неравномерность толщины ленты по сече-

нию, что значительно уменьшает эффективное сечение элементов магнитных систем; - большая чувствительность к напряжениям, что крайне нежелательно в случае применения аморфного сплава как магнитомягкого материала.

К этому можно отнести и отсутствие сведений о сохранении свойств аморфных сплавов при длительной (порядка 10-20 лет эксплуатации) в условиях достаточного высоких температур (равных или более 100 °С).

Благодаря своим уникальным электромагнитным свойствам и несмотря на недостатки аморфные сплавы могут и уже находят применение в различных областях техники.

АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ ИССЛЕДОВАНИЯ

Рекомендуется использовать аморфные сплавы в источниках питания для устройств силовой электроники, в дросселях и трансформаторах повышенной частоты [2]. Наряду с экономией материала, сердечник из аморфного сплава позволяет снизить число витков и внутреннюю емкость. Это особенно важно для помехоподавляющих дросселей, где требуются максимальная индукция при минимальных габаритах.

В США считают перспективным применение аморфных сплавов на основе железа в трансформаторах взамен традиционно используемой кремнистой стали. Сравнительные данные и анализ потерь энергии при трансформации $100 \cdot 10^9$ кВт/ч за год показывают преимущества аморфных сплавов (табл. 1).

Таблица 1
Сравнительные данные магнитопроводов из кремнистой стали и аморфного сплава (*Fe-B-Si*) трансформаторов мощностью 30 кВА

Наименование характеристик	Сравнительные данные магнитопроводов	
	шихтованный	из аморфного сплава
Потери в сердечнике	90 Вт	30 Вт
Коэффициент заполнения	0,97	0,78-0,8
Ширина ленты	95 мм	10-20 мм
Температура при непрерывной эксплуатации	250 °С	125 °С
Магнитная индукция насыщения	2,03 Тл	1,6 Тл
Электросопротивление	45 мкОм·см	125 -130 мкОм·см

В трансформаторах с частотой 400 Гц, в основном используемых в бортовой аппаратуре и военной технике, низкий уровень потерь, свойственный аморфным сплавам, можно использовать для уменьшения их материалоемкости. Более чем пятикратное превосходство аморфных сплавов над железокремнистой сталью по уровню потерь при частоте 400 Гц и индукции 1,0 Тл, очевидно позволяет в трансформаторах с сердечниками из аморфных существенно повысить уровень потерь в медных обмотках без превышения максимально допустимой температуры. В результате объем обмотки может уменьшиться за счет использования более тонкой проволоки, что позволяет снизить массогабаритные параметры трансформатора.

Измерение мощности в тороидальных сердечниках (90x50x25), изготовленных из аморфного сплава и железокремнистой стали (толщиной 0,3 мм) при ограничении максимальной температуры 75 К над температурой окружающей среды 40 °С, показало, что эта мощность при использовании аморфного сплава на 60% выше.

В свете изложенного, были проведены исследования

целью которых являлось – определение возможности применения аморфных сплавов в узлах магнитных систем низковольтных электрических аппаратов.

В данной статье показана возможность применения аморфных сплавов в трансформаторах тока по схеме с импульсным стабилизатором напряжения, применяемой в полупроводниковых расцепителях автоматических выключателей серии ВА. Трансформаторы тока выполняют функцию датчиков тока и источников питания полупроводниковых релейных органов и импульсного питания отключающего электромагнита автоматического выключателя. Специфика работы трансформатора тока в такой схеме заключается в том, что перемагничивание его магнитопровода в зоне малых токов производится по смещенной частной петле гистерезиса, что обусловлено несимметрией нагрузки трансформатора по полупериодам тока и, приводит в конечном счете, к погрешностям измерения тока первичной обмотки и к появлению существенных погрешностей установок защитного отключения. Наиболее сильно указанный эффект проявляется в блоках защиты полупроводниковых расцепителей на 400 Гц, где перемагничивание сердечника трансформатора осуществляется по частной петле гистерезиса с заходом в область насыщения. В этом случае прибегают к установке в цепь вторичной обмотки трансформатора дополнительных балластных резисторов, что приводит к увеличению рассеиваемой мощности. Существенно уменьшить погрешности измерения тока первичной обмотки может только применение магнитопровода из материала с узкой петлей гистерезиса и малыми потерями на перемагничивание.

В данном случае испытывались образцы трансформаторов тока (ТТ) на номинальный ток 160 А, номинальный вторичный ток 1600 А, с сечением магнитопровода 1 см² (для автоматических выключателей серии ВА 50). Испытания трансформаторов проводились от стендов-имитаторов сигналов частоты 50 и 400 Гц, генерирующих относительно небольшие токи (20 А). Поэтому трансформаторы выполняли с многовитковой первичной обмоткой – с количеством витков 160, что позволило снизить приведенный номинальный первичный ток ТТ до 1 А.

Тороидальные магнитопроводы для ТТ наматывались лентой шириной 10 мм, толщиной 0,025 мм без нанесения изоляционного покрытия на алюминиевые каркасы с использованием намоточного станка модели ОГА фирмы "Микафил" с натяжными устройствами ME-485 той же фирмы при усилии натяжения ленты 3-4 кг. Сечение магнитопровода – 1 см²; коэффициент заполнения (с учетом неравномерности толщины ленты по длине и местных неровностей – 0,79-0,84.

Термомагнитная обработка выполнялась в камерной печи при температуре 400 °С, с нагревом 10-12 мин и выдержкой – 4 мин, быстрым охлаждением на воздухе без снятия магнитного поля. Ток в намагничивающую обмотку подавался от источника постоянного тока Б5-21; сила тока – 6 А, напряженность магнитного поля – 1200-2500 А/м.

Продольное (по длине ленты) магнитное поле создавалось обмоткой (38 витков) термостойкого медного провода ПСКД-25, намотанного на контейнер (каркас с крышкой), при пропускании постоянного тока 6-9,5 А от источника Б5-21.

После отжига магнитопроводы изолировались от стенок контейнера шайбами из электрокартона марки ЭВ толщиной 5 мм. Снаружи контейнер изолировался лакотканью ЛИМ-105-010 в полнахлеста.

Первичная обмотка наматывалась из провода

ПЭВ-2 диаметром 0,2 мм, вторичная – проводом ПЭТВЛ-АМ диаметром 0,64 мм.

При исследовании ТТ нагружали на схему, состоящую из накопительных конденсаторов и ключевого стабилизатора напряжения (рис. 1).

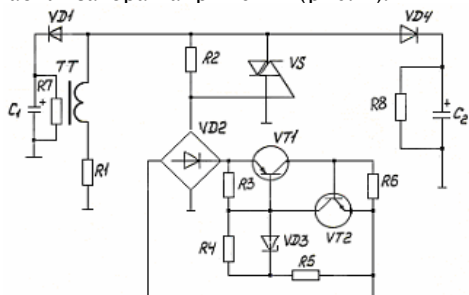


Рис. 1. Электрическая схема стабилизатора напряжений

Такая схема стабилизатора применяется в устройствах защиты серии БПР 11 для автоматических выключателей ВА 50.

В ходе испытаний исследовалась зависимость минимального значения величины первичного тока, при которой обеспечивается включение ключевого стабилизатора напряжения (транзисторы VT1, VT2, тиристор VS). При включении этих элементов обеспечивается замыкание вторичной обмотки ТТ на измерительный резистор R1.

Напряжение, выделяемое на резисторе R1, пропорционально первичному току I и используется для запуска релейных органов защиты.

В процессе испытаний определялась также зависимость дополнительной погрешности ТТ, обусловленной наличием стабилизатора напряжения. Эта погрешность δ определялась как отношение сигналов на измерительном резисторе при работе стабилизатора и при его закорачивании, когда ТТ работает только на измерительный резистор R1. Результаты исследований приведены в табл. 2-3.

В табл. 2. приведены значения тока включения ($I_{вкл}$) стабилизатора напряжения при частоте тока 50 Гц в зависимости от величины тока нагрузки I_n , отбираемой от накопительных конденсаторов с резисторами R7 и R8 для испытуемого ТТ на основе аморфного сплава. Здесь же приведены аналогичные данные для ТТ с шихтованным магнитопроводом.

В табл. 3 приведены данные погрешностей для ТТ с магнитопроводом из аморфного сплава и шихтованного магнитопровода при различных значениях токов нагрузки. Испытания проводились при напряжении стабилизации на накопительных конденсаторах C1, C2 при напряжении сети $U_c = 40$ В, которое устанавливалось соответствующим выбором величины резисторов R4 и R5.

Таблица 2

Зависимость тока включения стабилизатора напряжения от тока нагрузки при частоте первичного тока 50 Гц

Магнитопровод ТТ	Номинальный ток, I_n , мА						
	Ток включения, А	4	5	7	10	15	20
АС 7421	$I_{вкл}$	17	20	30	39	51	67
ТТ с шихтованным магнитопроводом	$I_{вкл}$	21	25	31	40	50	67

Из приведенных данных видно, что значение токов включения ключевого стабилизатора у обеих схем для больших токов нагрузки близки, поскольку ток

включения в основном определяется величиной тока нагрузки и слабо зависит от характеристик магнитопровода. При малых токах нагрузки ток включения у ТТ на основе аморфного сплава меньше, что объясняется влиянием тока намагничивания ТТ, который у ТТ из аморфного сплава меньше, чем у ТТ с шихтованным магнитопроводом.

Таблица 3

Погрешности ТТ при различной нагрузке

Магнитопровод из аморфного сплава 7421							
I, A	25	30	40	50	60	80	$I_n=5$ мА
$\delta, \%$	1,2	<1	<1	<1	<1	<1	
I, A	40	50	60	70	80	100	$I_n=10$ мА
$\delta, \%$	1,4	1	<1	<1	<1	<1	
I, A	50	60	70	80	90	100	$I_n=15$ мА
$\delta, \%$	1,6	1,3	1	<1	<1	<1	
I, A	25	30	40	50	60	80	$I_n=60$ мА
$\delta, \%$	3,0	3,0	2,7	2,5	2,0	1,8	
Магнитопровод из стали 3421 (шихтованный)							
I, A	40	50	60	70	80	100	$I_n=10$ мА
$\delta, \%$	4,5	4,0	3,5	3,2	3,0	2,0	
I, A	50	60	70	80	90	100	$I_n=15$ мА
$\delta, \%$	9,0	7,0	6,5	6,0	5,0	3,0	

Из табл. 3 видно, что ТТ на основе аморфного сплава дает существенный выигрыш в уменьшении погрешностей измерения первичного тока, особенно в области больших токов нагрузки, снимаемых с накопительных конденсаторов.

В табл. 4 приводится зависимость амплитуды напряжения на измерительном резисторе R1 от величины I/I_n (где I – текущее значение тока, I_n – номинальное значение тока).

Таблица 4

Зависимость напряжения от отношения токов (сплав 7421)

I/I_n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
U, B	3	6	9	12	15	18	21	24	27	30

Из таблицы следует, что в диапазоне кратностей токов 1-10 I_n зависимость линейна. Такой диапазон токов взят исходя из того, что в полупроводниковых расцепителях, применяемых для защиты низковольтной аппаратуры (НВА), максимальная калибруемая кратность токов короткого замыкания равна $10 I_n$.

На рис. 2 приведена осциллограмма вторичного тока ТТ или кратности тока $10 I_n$. Из приведенной осциллограммы можно определить угол насыщения магнитопровода ТТ. Он равен $0,55\pi$.

Отсюда можно определить величину индукции насыщения магнитопровода из известного соотношения:

$$\omega_2 S B_S f_1 = R I_m (1 - \cos \alpha), \quad (1)$$

где ω_2 – количество витков вторичной обмотки ($\omega_2=1600$); f_1 – циклическая частота в сети; S – сечение магнитопровода ($S=1,0 \text{ см}^2$); R – суммарное сопротивление вторичной цепи ТТ ($R=100 \text{ Ом}$); I_m – амплитудное значение вторичного тока ТТ при $10 I_n$ ($I_m=1,4 \text{ А}$); α – угол насыщения ТТ ($\alpha=0,55\pi$).

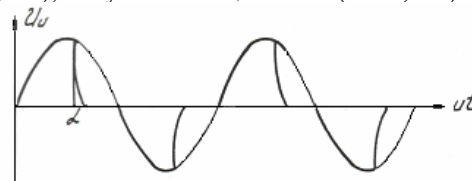


Рис. 2. Осциллограмма напряжений на при $I/I_n = 10$

Отсюда получаем $B_S = 1,5 \text{ Тл}$. Зная значения B_S , можно подсчитать амплитудное значение вторичного тока ТТ при больших величинах первичного тока, в

том числе и при предельных значениях тока короткого замыкания по формуле:

$$I_a = \sqrt{1 - \left[1 - \frac{\omega S B_S f_1}{R I_m'} \right]^2}, \quad (2)$$

где I_a – амплитудное значение вторичного тока ТТ; I_m' – приведенное ко вторичной обмотке значение первичного предельного тока короткого замыкания.

В табл. 5 приведена зависимость токов включения ключевого стабилизатора напряжения от величины тока нагрузки для ТТ на основе аморфного сплава с нетермообработанным и термообработанным сердечником, а также для ТТ с шихтованным магнитопроводом соответственно. Испытания проводились при номинальном токе 160 А.

Таблица 5

Зависимость тока включения от величины тока нагрузки при частоте первичного тока 400 Гц

Значения токов, А	Номинальный ток нагрузки, мА						
	5	7	10	12	15	17	20
Магнитопровод из сплава 7421 без термообработки							
$I_{вкл1}$	24	30	42	50	56	70	80
$I_{вкл2}$	70	78	98	110	120	13	140
Магнитопровод из сплава 7421 с термомагнитной обработкой							
$I_{вкл1}$	38	44	50	53	56	68	91
$I_{вкл2}$	38	44	50	53	57	69	92
Магнитопровод шихтованный из стали 3421							
$I_{вкл1}$	30	38	46	53	60	68	75
$I_{вкл2}$	52	60	70	76	81	125	144

Из таблицы видно, что при работе ТТ от источника тока 400 Гц при нагрузке на ключевой стабилизатор напряжения наблюдается зона токов, нижняя граница которой $I_{вкл1}$ характеризуется тем, что стабилизатор включается только в один из полупериодов тока, а при верхней границе токов $I_{вкл2}$ стабилизатор включается в работу в оба полупериода тока.

Осциллограмма сигнала на измерительном резисторе в этом диапазоне токов представлена на рис. 3.

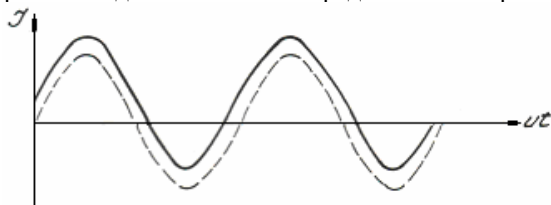


Рис. 3. Осциллограмма напряжений при частоте 400 Гц

Здесь же пунктиром представлена необходимая осциллограмма тока, которая должна быть на измерительном резисторе для обеспечения получения минимальной токовой погрешности ТТ.

Как видно из этой осциллограммы, ТТ обладают в этом диапазоне токов существенной токовой погрешностью, что неприемлемо для устройств защиты. Указанный эффект объясняется тем, что при частоте 400 Гц сердечник магнитопровода получает малое приращение индукции, вследствие чего он перемагничивается вблизи зоны насыщения, как показано на рис. 4.

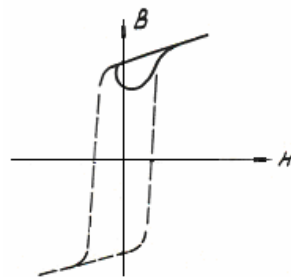


Рис. 4. Перемагничивание магнитопровода ТТ при частоте 400 Гц

Если в этой зоне характеристика перемагничивания существенно отличается от прямоугольной, то в одном полупериоде первичного тока ток намагничивания складывается с приведенным ко вторичной обмотке ТТ первичным током, а во втором полупериоде вычитается из него, что создает значительную асимметрию вторичного тока по полупериодам, как показано на рис. 3. Причем, эта асимметрия и ширина зоны существенно зависят от магнитных свойств материала магнитопровода. Именно этим обстоятельством можно объяснить тот факт, что ширина токовой зоны работы ТТ с большой токовой погрешностью у ТТ с термообработанным сердечником на основе аморфного сплава значительно уже, чем у ТТ с шихтованным магнитопроводом и неотожженным сердечником на основе аморфного сплава. Для устранения этой токовой зоны у ТТ с магнитопроводом из аморфного сплава необходимо несколько увеличить приращение индукции ТТ. Этого можно достичь уменьшением сечения магнитопровода – до $0,4 \text{ см}^2$. При такой величине сечения магнитопровода зона работы ТТ с увеличенной погрешностью практически отсутствует. Минимальная величина сечения магнитопровода ТТ ограничена требованием обеспечения линейности ТТ во всем калибруемом диапазоне токов короткого замыкания и для ТТ при частоте 400 Гц составляет величину $0,15-0,25 \text{ см}^2$.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исследования свойств и характеристик магнитопроводов трансформаторов тока (ТТ) устройств защиты низковольтных автоматических выключателей, выполненных из аморфного сплава 7421, показали целесообразность его применения в датчиках переменного тока, в особенности для работы в цепях с частотой тока 400 Гц. В результате исследования были определены основные соотношения параметров магнитопроводов из аморфного сплава, обеспечивающего минимальную погрешность срабатывания защиты, вносимую собственно трансформаторами тока, выполненными на основе таких магнитопроводов. Повышение точности срабатывания устройств защиты за счет использования в составе ТТ ленточных магнитопроводов из аморфного сплава с уменьшенным сечением по сравнению с ТТ, содержащими шихтованные магнитопроводы, оценивается приблизительно в 1,5 раза.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Аморфные металлические сплавы. Под ред. Люборского Ф.Е.: Пер с англ.-М: Металлургия, 1987, 584 с.
- [2] Д. Раскин, С.Х. Смит. Применение аморфных сплавов: настоящее и будущее. Allied Corporation Mettglas Products, 6 Eastmens Road. Parsiffary, New Yersey, 07054, USA.

Поступила 14.03.2007

ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ПРОЦЕСИ В НЕЛІНІЙНОМУ ЕЛЕКТРОХІМІЧНОМУ КОЛІ З ТРЬОМА РЕАКТИВНИМИ ЕЛЕМЕНТАМИ ПРИ ДІЇ ІМПУЛЬСНОЇ ВХІДНОЇ НАПРУГИ

Бондар О.І., к.т.н.

Дніпропетровський національний університет залізничного транспорту імені академіка В. Лазаряна
Україна, 49010, Дніпропетровськ, вул. Акад. В.А. Лазаряна, 2, "ДІТ", каф. "Теоретичні основи електротехніки"
тел. (056) 373-15-37, E-mail: evm@diit.dp.ua

В статті представлено уточнену математичну модель електролізера осадження металів з урахуванням катодної та анодної ємності, а також індуктивності електроліту. Отримано часові залежності основних електричних величин, які є показниками кількісного зростання та якості металевих покриттів. Наведено результати експериментальної перевірки адекватності розробленої моделі.

В статье представлена уточненная математическая модель электролизера осаждения металла с учетом катодной и анодной емкостей, а также индуктивности электролита. Получены временные зависимости электрических величин, которые являются показателями количественного роста и качества металлических покрытий. Приведены результаты экспериментальной проверки адекватности полученной модели.

Актуальність задачі аналізу нелінійних електричних кіл обумовлена передусім широким практичним використанням в сучасній електротехніці нелінійних пристроїв та систем. Процеси в окремих класах таких систем є на сьогодні малодослідженими. Так, наприклад, у колах з електролізерами імпульсного електроосадження металів з технологічних позицій необхідним є пошук ефективних режимів роботи імпульсного джерела енергії при осадженні покриття заданого типу. Тобто необхідно визначити форму та тривалість імпульсів джерела в процесі осадження, які забезпечать необхідні фізико-механічні властивості отриманого шару покриття з мінімальною тривалістю процесу осадження. Як правило таке завдання розв'язують шляхом математичного моделювання. При цьому вибір здійснюють за результатами розв'язання нелінійної диференційної системи рівнянь електромагнітного стану модельованого кола, порівнюючи їх з відомими електричними показниками якості та швидкості зростання осадженого покриття. Різноманітність осаджуваних металів, складу електролітів та габаритів електролізерів зумовлює необхідність врахування в моделі тих чи інших процесів, тому моделі мають відмінності. На сьогодні розроблено ряд моделей таких кіл, загальною особливістю яких є наявність у складі схеми модельованого кола двох енергоємних елементів. Так, наприклад, в роботах [1] та [2] представлено моделі кіл з електролізерами, які містять два ємнісних елементи, що заміщують поляризаційні процеси в при катодному та при анодному шарах електроліту. При цьому явищем утворення магнітного поля (тобто наявністю індуктивності системи) нехтували як другорядним по відношенню до розглянутих. Проте, як показали експериментальні дослідження в лабораторних та виробничих [3] умовах, таке нехтування при високій швидкості наростання імпульсу джерела призводить до суттєвого "завалювання" фронту поляризуючого імпульсу струму, що призводить до отримання завищених розрахункових значень максимуму прикатодного спаду напруги та середнього струму осадження і необхідності зменшення завантаження електролізера по

відношенню до передбачених значень. Зазначені причини викликали необхідність розробки моделей, які враховують хоча б наближено індуктивність таких систем. Так, в роботі [4] представлено модель та розрахунок процесів у колі з електролізером осадження металу з врахуванням індуктивності електроліту. Але ця модель справедлива лише для систем з неполярним знехтуваним анодом, при моделюванні яких припустимо знехтувати анодними процесами. В роботі [5] представлено між іншим схему заміщення електролізера, що враховує катодні та анодні процеси, а також індуктивність електроліту, але відповідну математичну модель не розроблено, оскільки це не входило до задач цього дослідження. Отже, метою цієї роботи є розробка математичної моделі кола з електролізером імпульсного осадження металів, яка відрізняється від існуючих урахуванням катодної та анодної ємності, а також індуктивності електроліту з метою уточненого визначення електричних показників якості та швидкості нанесення металевих покриттів.

Схему заміщення кола з електролізером представлено на рис 1,а. У ній відображено процеси розчинення аноду (R_a) утворення подвійного шару зарядів біля поверхні аноду (C_a), теплові втрати в електроліті (R), створення магнітного поля змінним у часі струмом (L), катодне накопичення зарядів (C_k) і безпосередньо процес осадження металу (нелінійний елемент HP_{mk}). При розробці цієї схеми використано припущення про другорядність процесу виділення водню у порівнянні з процесом осадження металу.

Вхідна напруга – імпульсна однополярна (рис. 1,б). Математично її описує вираз:

$$u(t) = \begin{cases} U_{\max} & t \in [0..T] \\ 0 & t \in [T..T] \end{cases}, \quad (1)$$

де U_{\max} – максимальне значення вхідної напруги.

Тоді, якщо характеристику нелінійного резистивного елемента HP_{mk} апроксимувати неповним кубічним поліномом, система рівнянь електромагнітного стану кола запишеться у вигляді

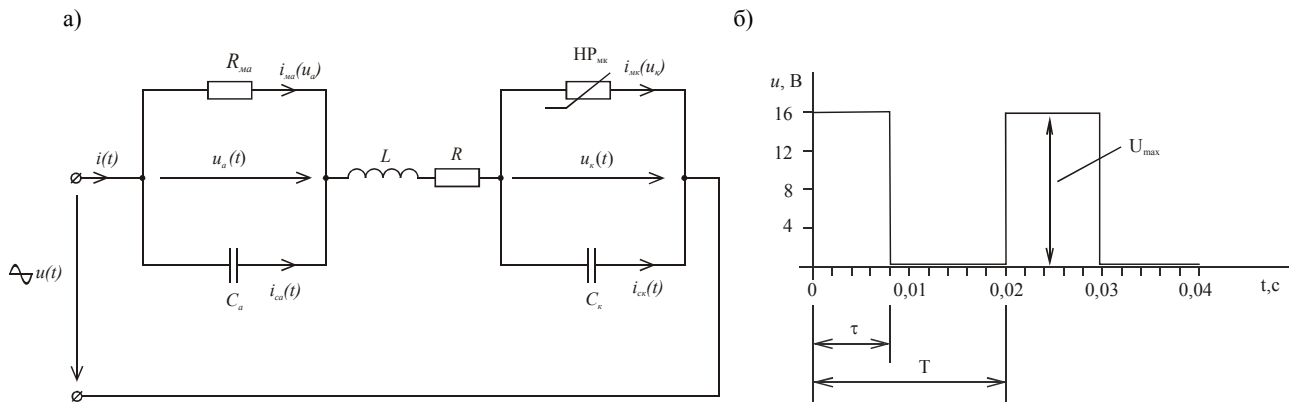


Рис. 1. Схема заміщення електролізера (а) та часова залежність вхідної імпульсної однополярної напруги (б)

$$i(t) = i_{\text{МК}}(t) + i_{\text{СК}}(t), \quad (2)$$

$$i(t) = i_{\text{Ма}}(t) + i_{\text{Са}}(t), \quad (3)$$

$$u(t) = u_{\text{к}}(t) + u_{\text{а}}(t) + R \cdot i(t) + L \frac{di(t)}{dt}, \quad (4)$$

$$i_{\text{МК}}(t) = z_1 \cdot u_{\text{к}}(t) + z_3 \cdot u_{\text{к}}^3(t), \quad (5)$$

$$i_{\text{Ма}}(t) = \frac{u_{\text{а}}(t)}{R_{\text{а}}}, \quad (6)$$

$$i_{\text{Са}}(t) = C_{\text{а}} \frac{du_{\text{а}}(t)}{dt}, \quad (7)$$

$$i_{\text{СК}}(t) = C_{\text{к}} \frac{du_{\text{к}}(t)}{dt}. \quad (8)$$

Незалежні початкові умови:

$$u_{\text{к}}(0) = 0, \quad u_{\text{а}}(0) = 0, \quad i(0) = 0. \quad (9)$$

В наведених рівняннях:

$i(t)$ – повний струм електролізера;

$i_{\text{МК}}(t)$ – частковий струм розряду іонів металу на катоді

$$i_{\text{МК}}(t) = S \cdot j_{\text{МК}}(t), \quad (10)$$

де $j_{\text{МК}}(t)$ – густина струму розряду іонів металу на катоді; S – площа електродів; $i_{\text{Ма}}(t)$ – частковий струм розчинення іонів металу на аноді; $i_{\text{СК}}(t)$, $i_{\text{Са}}(t)$ – ємнісні струми катоду та аноду; $u_{\text{к}}$, $u_{\text{а}}$ – при катодний та при анодний спади напруги; (катодна та анодна поляризації).

$C_{\text{а}}$, $C_{\text{к}}$ – ємності подвійних (катодного та анодного) шарів зарядів, що дорівнюють

$$C_{\text{к}} = C_{\text{а}} = C_0 \cdot S, \quad (11)$$

де C_0 – питома ємність електроду; $R_{\text{а}}$ – активний опір аноду; R – активний опір електроліту

$$R = \rho \cdot \frac{d}{S}, \quad (12)$$

де ρ – питомий активний опір електроліту; d – відстань між електродами; z_1 , z_3 – коефіцієнти апроксимації поляризаційної кривої для границі катод – електроліт; L – індуктивність електроліту.

В загальному випадку обчислення індуктивності подібних систем є складною задачею, що пов'язана з обчисленням електромагнітного поля ванни. Але за вказаних вище причин потрібна хоча б спрощена методика, котра дозволить оцінити індуктивність елект-

ролізера. Для оцінки індуктивності гальванічної ванни з електролітом будемо розглядати її як прямолінійний провідник прямокутного перерізу і обмеженої довжини (рис. 3), як це запропоновано в [5].

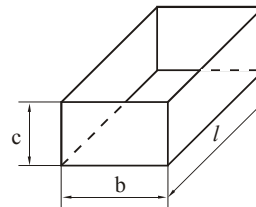


Рис. 3. Схематичне зображення гальванічної ванни для визначення індуктивності її електроліту

Тоді, згідно з [5], її індуктивність при дії постійного струму і невисоких частотах дорівнює

$$L_1 = \frac{\mu_0 l}{2 \cdot \pi} \left(\ln \frac{2l}{b+c} + \frac{1}{2} \right), \quad (13)$$

де l – довжина ванни; b і c – відповідно ширина і висота; μ_0 – магнітна постійна.

Систему рівнянь (2) – (9) розв'язано чисельно, за допомогою стандартних функцій математичного пакета Maple. Розрахунок виконано для електролізера нікелювання при наступних розрахункових даних $C_0 = 8 \cdot 10^{-5}$ Ф/см²; $S = 10000$ см²; $\rho \cdot d = 800$ Ом·см²; $U_{\text{макс}} = 16$ В. Коефіцієнти апроксимації у відповідності до нелінійної характеристики (рис. 4): $z_1 = 8,0$ См $z_3 = 609,5$ См^{3/2}. Порівняння результатів розрахунку системи рівнянь (2) – (9) для при катодного спаду напруги (рис. 5) та часткового струму осадження (рис. 6) з чисельним розрахунком аналогічної моделі без врахування індуктивності електроліту ($L = 0$), а також з результатами лабораторного експерименту (рис. 5 та 7) свідчать, по-перше, про адекватність математичної моделі, що описана рівняннями (2) – (9), а також про суттєві розбіжності між експериментальними даними та чисельним розрахунком при $L = 0$ по швидкості зростання та спаду функцій $u_{\text{к}}(t)$ та $i_{\text{к}}(t)$. При зменшенні тривалості поляризуючого імпульсу вхідної напруги тривалості поляризуючого імпульсу вхідної напруги зростають розбіжності також і в максимальному значенні при катодного спаду напруги та середньому значенні струму осадження, які виявляються завищеними у розрахунках при $L = 0$. Індуктивність, яку наближено оцінено за формулою (13), склала 42 мкГн. Вона близька до реальної і, виходячи з порі-

вняння рис. 5 та 7, є незначно заниженою. Причиною цього є спрощена методика її обчислення, що до того ж не передбачає врахування індуктивностей силових з'єднувальних провідників установки.

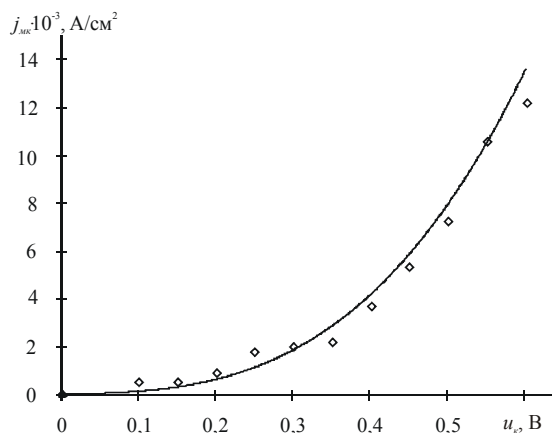


Рис. 4. Залежності густини струму осадження нікелю від при катодного спаду напруги катод – електроліт
 ◇ експеримент, — аппроксимация

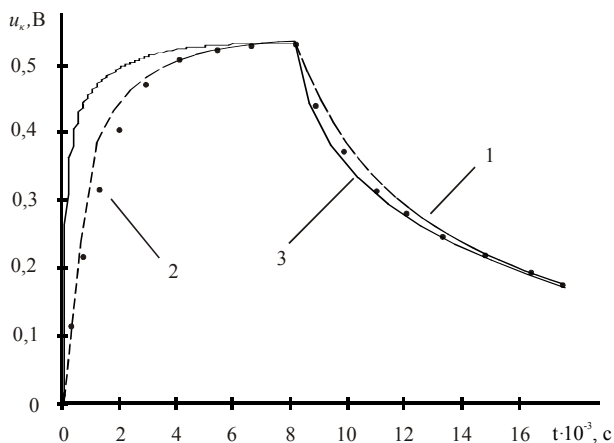


Рис. 5. Часові залежності прикатодного спаду напруги у колі рис. 1, а: 1 – за чисельним розрахунком системи рівнянь (2)– (9), 2 – за результатами експерименту, 3 – за чисельним розрахунком при $L=0$

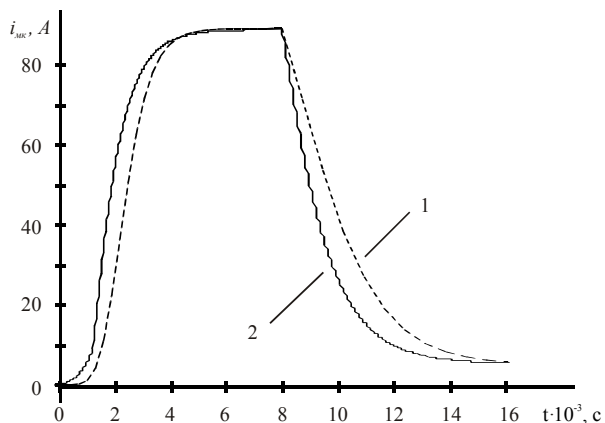


Рис. 6. Часові залежності часткового струму осадження нікелю: 1 – за чисельним розрахунком системи рівнянь (2) – (9), 2 – за чисельним розрахунком при $L=0$

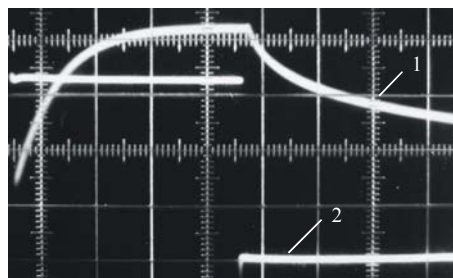


Рис. 7. Осцилограма прикатодного спаду напруги $u_k(t)$ (1) та вхідної напруги $u(t)$ (2). Розгортка 2 мс/под. Масштаби по вісі напруг 0,2 В/под для u_k , 5 В/под для u

ВИСНОВКИ

Усі існуючі на сьогодні моделі кіл з нелінійними електрохімічними елементами, зокрема з електролізерами осадження металів, містять два реактивних елементи. Внаслідок цього вони не в змозі в повній мірі правильно відобразити процеси у колах з електролізерами при наявності поляризованого аноду та імпульсної вхідної дії. Це призводить до похибок при визначенні ефективних параметрів роботи джерела живлення такого кола шляхом математичного моделювання.

Як свідчать результати лабораторного експерименту, представлена в цій роботі модель є достатньо адекватною і дозволяє з певним ступенем точності отримувати електричні показники якості і швидкості зростання покриття, якими є часові залежності при катодного спаду напруги та струму осадження. Тому є можливість суттєво зменшити обсяг експериментальних досліджень на користь математичного моделювання таких електричних кіл.

Перспективи подальшого розвитку запропонованої моделі пов'язані передусім з розробкою інженерних методик не тільки оціночного, але і уточненого визначення індуктивності розглянутої системи на основі розрахунку просторового електромагнітного поля гальванічної ванни, а також експериментальних досліджень зазначеного питання.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Костин Н.А., Бондарь О.И., Михайленко Ю.В., Артемчук В.В. Моделирование процесса электролитического осаждения железа при восстановлении деталей подвижного состава // Технічна електродинаміка. Темат. вип. "Моделювання електронних, енергетичних та технологічних систем". – 1999. – Ч. II. – С. 35–38.
- [2] Бондар О.І. Усталені процеси в колі з нелінійним електрохімічним елементом при дії несинусоїдної вхідної напруги // Електротехніка і електромеханіка. – 2004. – № 3. – С. 68 – 72.
- [3] Костин Н.А., Куликов А.А. Применение гальванотехники при ремонте подвижного состава. М.: Транспорт. – 1981. – 109 с.
- [4] Бондар О.І. Аналіз електромагнітних процесів у колі другого порядку методом перетворення змінних // Вісник Східноукраїнського національного університету імені Володимира Даля. – 2002. – № 4 (50). – С. 196–201.
- [5] Бондар О.І. Аналіз електричних кіл з нелінійними електрохімічними елементами методом перетворення змінних: Дисс... канд. техн. наук: 05.09.05. – Дніпропетровськ, 2006. – 181 с.

Надійшла 21.02.2007

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МЕТОДОВ ВИХРЕТОКОВОГО КОНТРОЛЯ ФЕРРОМАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

Горкунов Б.М., к.т.н., доц.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Приборы и методы неразрушающего контроля"
тел./факс: (057) 707-6380, E-mail: gorkunov@kpi.kharkov.ua

В роботі розглянуто декілька методів спільного безконтактного контролю магнітної проникності та питомого електричного опору ферромагнітних виробів з допомогою вихорострумових трансформаторних перетворювачів. Одержано основні математичні співвідношення для розрахунку чутливостей та похибок контролю, проведено порівняльний аналіз роботи перетворювачів за метрологічними характеристиками.

В работе рассмотрено несколько методов совместного контроля магнитной проницаемости и удельного электрического сопротивления ферромагнитных изделий с помощью вихретоковых трансформаторных преобразователей. Получены основные математические соотношения для расчета чувствительностей и погрешностей контроля, проведен сравнительный анализ работы преобразователя по метрологическим характеристикам.

Многие узлы агрегатов и механизмов в энергетике, машиностроении и приборостроении выполнены из ферромагнитных материалов и подвергаются различным механическим воздействиям, которые, в конечном счете, приводят к изменению магнитных и электрических параметров ферромагнитного изделия. Поскольку относительная магнитная проницаемость μ_r и удельное электрическое сопротивление ρ функционально связаны с механическим напряжением σ_m , то, определяя их, можно контролировать прочностные характеристики металлических изделий [1, 2]. Известно много методов и устройств бесконтактного определения электромагнитных параметров ферромагнитных изделий [3]. Особое место занимают вихретоковые методы и преобразователи для бесконтактного контроля μ_r и ρ , причем, каждый из них имеет рациональные по точности и чувствительности диапазоны контроля и условия их применения [4].

Данная работа посвящена анализу работы вихретоковых преобразователей при реализации различных методов одновременного бесконтактного контроля μ_r и ρ ферромагнитных изделий и выбору оптимальных по метрологическим характеристикам того или иного метода для различных объектов и условий контроля.

В работах [4, 5] рассмотрены вихретоковые методы и преобразователи для совместного бесконтактного контроля μ_r и ρ ферромагнитных изделий, основанные на измерении трех ЭДС вихретокового преобразователя (ВТП) и соответствующих универсальных функций преобразования.

Данная работа посвящена проведению сравнительного анализа трех методов реализации вихретокового контроля μ_r и ρ , которые основаны на измерении суммарной ЭДС и ее фазы, вносимой ЭДС и ее фазы, а также измерении ЭДС и фазы выходного сигнала ВТП при компенсации части ЭДС, пропорциональной магнитному потоку в воздушном зазоре. Как будет показано ниже, алгоритмы, реализующие рассматриваемые в работе методы, состоят из расчетных и измерительных операций. В связи с развитием микропроцессорной техники, погрешности, возникающие при выполнении расчетных операций, достаточно малы и ими можно пренебречь. Что же касается первичного и вторичного преобразования (измерительные операции), то в этом случае для оценки метрологических параметров (погрешности и чувствительно-

сти) необходимо знать схему включения преобразователя и метрологические характеристики измерительной аппаратуры, используемой для реализации того или иного метода контроля.

Принципиальная схема включения ВТП, с помощью которой можно реализовать все три метода бесконтактного контроля μ_r и ρ , приведена на рис. 1, а векторная диаграмма напряжений ВТП, поясняющая его работу, приведена на рис. 2.

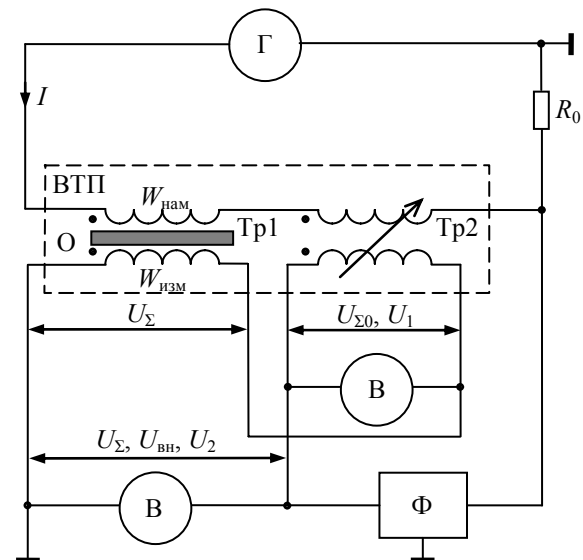


Рис. 1. Принципиальная схема включения ВТП для измерения ЭДС и ее фазы

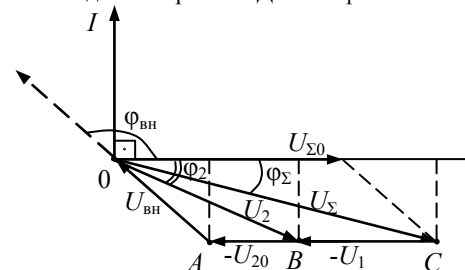


Рис. 2. Векторная диаграмма тока, ЭДС и их фаз ВТП с ферромагнитным изделием

Преобразователь состоит из двух идентичных трансформаторов $Tr1$ и $Tr2$ (см. рис. 1), в первом находится исследуемый ферромагнитный образец O , а второй имеет возможность изменять количество вит-

ков вторичной (измерительной) обмотки от 0 до W_{\max} . Так как вторичные обмотки Тр1 и Тр2 включены последовательно-встречно, то на выходе ВТП можем получать значения напряжений U_{Σ} (если $W_{\text{измТр2}} = 0$), $U_{\text{вн}}$ (если $W_{\text{измТр2}} = W_{\max}$) и U_2 (если $W_{\text{измТр2}}$ будет подобрано таким образом, чтобы на выходе вторичной обмотки Тр2 было напряжение $U_1 = U_{\Sigma 0}(1 - \eta)$, где $\eta = d^2/d_{\text{п}}^2$ - коэффициент заполнения; d - диаметр образца; $d_{\text{п}}$ - диаметр вторичной обмотки преобразователя; $U_{\Sigma 0}$ - ЭДС преобразователя без изделия). При этом, фазометр Ф будет измерять фазовые углы $\frac{\pi}{2} + \varphi_{\Sigma}$,

$\frac{\pi}{2} - \varphi_{\text{вн}}$ и $\frac{\pi}{2} + \varphi_2$ соответственно.

Для того, чтобы качественно сравнить работу ВТП для реализации трех методов одновременного определения μ_r и ρ ферромагнитных изделий необходимо получить основные соотношения, описывающие данный метод, провести и получить экспериментальные данные измерений ЭДС, их фаз и других параметров преобразователя, а также описать алгоритм последовательности измерительных и расчетных процедур. Затем получить выражения для оценки поведения погрешностей и чувствительностей в широком диапазоне изменения режимов работы преобразователя и после этого провести сравнительный анализ метрологических характеристик ВТП для трех методов контроля μ_r и ρ .

Получим основные расчетные соотношения для реализации метода бесконтактного одновременного определения μ_r и ρ ферромагнитного изделия при измерении U_{Σ} и φ_{Σ} выходного сигнала ВТП. Используя результаты работы [6] и векторную диаграмму (см. рис. 2), можно записать:

$$\text{tg}\varphi_2 = \frac{U_{\Sigma} \sin \varphi_{\Sigma}}{U_{\Sigma} \cos \varphi_{\Sigma} - U_1}; \quad (1)$$

$$U_2 = \mu_r \eta U_{\Sigma 0} K, \quad (2)$$

где U_2 и $\text{tg}\varphi_2$ - ЭДС и фаза, пропорциональные магнитному потоку и его фазе внутри исследуемого изделия; K - удельный нормированный магнитный поток, который однозначно зависит от обобщенного параметра x .

Причем, как известно [6]:

$$x = \frac{d}{2} \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r 2\pi f}{\rho}}, \quad (3)$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м - магнитная постоянная; f - частота зондирующего поля.

Используя выражение (2), с учетом того, что $U_2 = U_{\Sigma} \sin \varphi_{\Sigma} / \sin \varphi_2$ - теорема синусов (см. рис. 2), получим:

$$\mu_r = \frac{U_{\Sigma} \sin \varphi_{\Sigma}}{U_{\Sigma 0} \eta K \sin \varphi_2} = \frac{U_{\Sigma} \sin \varphi_{\Sigma}}{\eta U_{\Sigma 0} \text{Im} K}, \quad (4)$$

где $\text{Im} K$ - универсальная функция, которая связана через x с функцией $\text{tg}\varphi_2$, т.е. $\text{Im} K = f_1(\text{tg}\varphi_2)$.

Подставив выражение (4) в (3), получим:

$$\rho = \frac{\mu_0 \pi d^2 f U_{\Sigma} \sin \varphi_{\Sigma}}{2 U_{\Sigma 0} K_{\rho}}, \quad (5)$$

где K_{ρ} - универсальная функция преобразования, которая через параметр x связана с функцией $\text{tg}\varphi_2$, т.е. $K_{\rho} = f_2(\text{tg}\varphi_2)$.

Аналогичным образом, при реализации второго метода определения μ_r и ρ по измеренным значениям $U_{\text{вн}}$ и $\varphi_{\text{вн}}$, получим основные расчетные соотношения.

Из векторной диаграммы (см. рис. 2) можно получить:

$$\text{tg}\varphi_2 = \frac{U_{\text{вн}} \sin \varphi_{\text{вн}}}{U_{\text{вн}} \cos \varphi_{\text{вн}} + U_{20}}, \quad (6)$$

где $U_{20} = \eta U_{\Sigma 0}$ - ЭДС преобразователя, пропорциональна магнитному потоку преобразователя без изделия на размере исследуемого изделия.

Используя выражение (2), а также по теореме синусов (см. рис. 2) $U_2 = U_{\text{вн}} \sin \varphi_{\text{вн}} / \sin \varphi_2$, получим:

$$\mu_r = \frac{U_{\text{вн}} \sin \varphi_{\text{вн}}}{\eta U_{\Sigma 0} \text{Im} K}. \quad (7)$$

Аналогично для ρ , получим:

$$\rho = \frac{\mu_0 \pi d^2 f U_{\text{вн}} \sin \varphi_{\text{вн}}}{2 U_{\Sigma 0} K_{\rho}}. \quad (8)$$

Третий метод совместного определения μ_r и ρ заключается в том, что вначале компенсируют часть ЭДС преобразователя, пропорциональную магнитному потоку в зазоре, а после этого измеряют U_2 и φ_2 . Зная φ_2 , по функциональной зависимости $K = f_3(\varphi_2)$ [6], находят K , а на основании формулы (2) μ_r определяют как:

$$\mu_r = \frac{U_2}{\eta U_{\Sigma 0} K} = \frac{U_2}{U_{20} K}. \quad (9)$$

Значение ρ определяют из выражения:

$$\rho = \frac{\mu_0 \pi d^2 f U_2}{2 U_{\Sigma 0} N}, \quad (10)$$

где $N = x^2 K$ - универсальная функция преобразования, которая зависит от φ_2 , т.е. $N = f_4(\varphi_2)$.

Таким образом, получим совмещенный универсальный алгоритм последовательности измерительных и расчетных операций для реализации трех методов одновременного контроля μ_r и ρ ферромагнитных изделий, который приведен на рис. 3.

Одной из важных метрологических характеристик вихретоковых преобразователей является его чувствительность. Для сравнительной оценки по чувствительности ВТП, реализующих три метода одновременного контроля μ_r и ρ , вначале получим выражения, которые связывают параметры выходного сигнала преобразователя с параметрами объекта контроля и режимом работы ВТП (т.е. с обобщенным параметром x). Так, используя векторную диаграмму (см. рис. 2), для схемы включения преобразователя с измерением U_{Σ} и φ_{Σ} получим:

$$U_{\Sigma} = U_{\Sigma 0} \sqrt{(\eta \mu_r K)^2 + 2\eta(1 - \eta)\mu_r K \cos \varphi_2 + (1 - \eta)^2}; \quad (11)$$

$$\varphi_{\Sigma} = \arctg\left(\frac{\mu_r \eta K \sin \varphi_2}{\mu_r \eta K \cos \varphi_2 + 1 - \eta}\right). \quad (12)$$

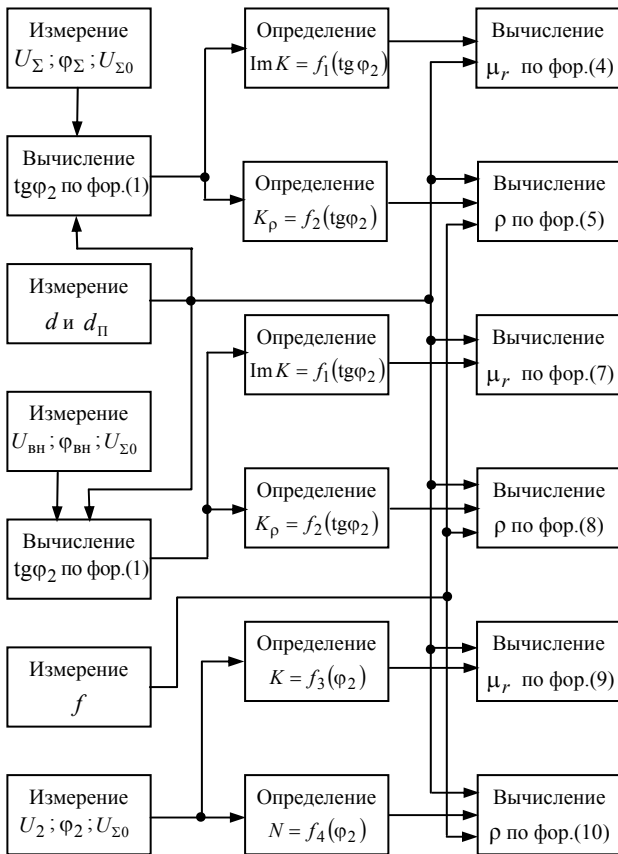


Рис. 3. Совмещенный алгоритм определения μ_r и ρ

Для схемы с измерением $U_{вн}$ и $\varphi_{вн}$ аналогично:

$$U_{вн} = \eta U_{\Sigma 0} \sqrt{(\mu_r K)^2 - 2\mu_r K \cos \varphi_2 + 1}; \quad (13)$$

$$\varphi_{вн} = \arctg \left(\frac{\mu_r K \sin \varphi_2}{\mu_r K \cos \varphi_2 - 1} \right). \quad (14)$$

В случае использования схемы включения ВТП с частичной компенсацией ЭДС, пропорциональной потоку в воздушном зазоре, на выходе преобразователя будем иметь значение ЭДС U_2 , которое определяется по формуле (2), и непосредственно фазовый угол φ_2 , совпадающий с фазовым углом магнитного потока в изделии. Так как сравнивать различные методы реализации ВТП возможно только по относительным чувствительностям, то, исходя из выражений (2) и (11) - (14), получим формулы для расчета относительных чувствительностей ВТП по напряжению и фазе, т.е.

$$S_{U_{\Sigma}} = \frac{\partial U_{\Sigma} / U_{\Sigma 0}}{\partial x} = \frac{[\eta \mu_r K + (1 - \eta) \cos \varphi_2] \frac{\partial K}{\partial x} + K(1 - \eta) \frac{\partial \cos \varphi_2}{\partial x}}{\sqrt{(\eta \mu_r K)^2 + 2\eta \mu_r (1 - \eta) K \cos \varphi_2 + (1 - \eta)^2}}; \quad (15)$$

$$S_{\varphi_{\Sigma}} = \frac{\partial \varphi_{\Sigma}}{\partial x} = \frac{\frac{\partial K}{\partial x} (1 - \eta) \sin \varphi_2 + K[\eta \mu_r K + (1 - \eta) \cos \varphi_2] \frac{\partial \varphi_2}{\partial x}}{(\eta \mu_r K)^2 + 2\eta \mu_r (1 - \eta) K \cos \varphi_2 + (1 - \eta)^2}; \quad (16)$$

$$S_{U_{вн}} = \frac{\partial U_{вн} / U_{\Sigma 0}}{\partial x} = \eta \mu_r \frac{(\mu_r K - \cos \varphi_2) \frac{\partial K}{\partial x} - K \frac{\partial \cos \varphi_2}{\partial x}}{\sqrt{(\mu_r K)^2 - 2\mu_r K \cos \varphi_2 + 1}}; \quad (17)$$

$$S_{\varphi_{вн}} = \frac{\partial \varphi_{вн}}{\partial x} = \mu_r \frac{K(\mu_r K - \cos \varphi_2) \frac{\partial \varphi_2}{\partial x} - \frac{\partial K}{\partial x} \sin \varphi_2}{(\mu_r K)^2 - 2\mu_r K \cos \varphi_2 + 1}; \quad (18)$$

$$S_{U_2} = \frac{\partial U_2 / U_{\Sigma 0}}{\partial x} = \eta \mu_r \frac{\partial K}{\partial x}; \quad (19)$$

$$S_{\varphi_2} = \frac{\partial \varphi_2}{\partial x}, \quad (20)$$

где $\partial K / \partial x$, $\partial \varphi_2 / \partial x$, $\partial \cos \varphi_2 / \partial x$ – частные производные универсальных функций преобразования, которые определяются для каждой рабочей точки преобразователя.

Для построения экспериментальных зависимостей относительных чувствительностей по амплитуде и фазе выходного сигнала от обобщенного параметра x в работе использовался трансформаторный ВТП с параметрами: $d_{\Pi} = 16,2$ мм; $l_{\Pi} = 176$ мм; напряженность поля $H_0 = 100$ А/м. Для исследования были выбраны два образца: нержавеющая сталь X18H10T (с параметрами: $d = 10$ мм; $\mu_r = 1,5$; $\rho = 0,715 \cdot 10^{-6}$ Ом·м) и сталь 45 (с параметрами: $d = 10$ мм; $\mu_r = 100$; $\rho = 0,2 \cdot 10^{-6}$ Ом·м). Изменение параметра x осуществлялось изменением частоты зондирующего поля.

На рис. 4 а-е представлены зависимости относительных чувствительностей по амплитуде и фазе выходного сигнала ВТП для трех методов одновременного контроля μ_r и ρ .

Вторым важным метрологическим параметром ВТП является погрешность одновременного определения μ_r и ρ . В нашем случае, поскольку рассматриваемые методы являются косвенными, то, используя результаты работы [7], получим выражения для оценки погрешностей контроля γ_{μ} и γ_{ρ} для каждого метода. Для этого, используя выражения (4) и (5), найдем соотношения для определения неисключенной систематической составляющей погрешности при доверительной вероятности 0,95 в виде:

$$\gamma_{\mu} = k \sqrt{\gamma_{U_{\Sigma}}^2 + (\varphi_{\Sigma} \operatorname{ctg} \varphi_{\Sigma})^2 \gamma_{\varphi_{\Sigma}}^2 + \gamma_{U_{\Sigma 0}}^2 + 4\gamma_d^2 + \gamma_{d_{\Pi}}^2 + \gamma_{\operatorname{Im} K}^2}; \quad (21)$$

$$\gamma_{\rho} = k \sqrt{\gamma_{U_{\Sigma}}^2 + (\varphi_{\Sigma} \operatorname{ctg} \varphi_{\Sigma})^2 \gamma_{\varphi_{\Sigma}}^2 + \gamma_{U_{\Sigma 0}}^2 + 4\gamma_{d_{\Pi}}^2 + \gamma_f^2 + \gamma_{K_{\rho}}^2}, \quad (22)$$

где $k = 1,11$ – коэффициент надежности при доверительной вероятности 0,95; $\gamma_{U_{\Sigma}}$, $\gamma_{U_{\Sigma 0}}$, $\gamma_{\varphi_{\Sigma}}$, γ_d , $\gamma_{d_{\Pi}}$, γ_f – погрешности определения параметров указанных в индексах; $\gamma_{\operatorname{Im} K}$ и $\gamma_{K_{\rho}}$ – погрешности определения значений $\operatorname{Im} K$ и K_{ρ} из универсальных функциональных зависимостей $\operatorname{Im} K = f_1(\operatorname{tg} \varphi_2)$ и $K_{\rho} = f_2(\operatorname{tg} \varphi_2)$ в точке, соответствующей полученному значению $\operatorname{tg} \varphi_2$ из формулы (1), которые можно определить из выражений:

$$\gamma_{\operatorname{Im} K} = \frac{f_1'(\operatorname{tg} \varphi_2) \operatorname{tg} \varphi_2}{f_1(\operatorname{tg} \varphi_2)} \gamma_{\operatorname{tg} \varphi_2} = A_1 \gamma_{\operatorname{tg} \varphi_2}; \quad (23)$$

$$\gamma_{K_{\rho}} = \frac{f_2'(\operatorname{tg} \varphi_2) \operatorname{tg} \varphi_2}{f_2(\operatorname{tg} \varphi_2)} \gamma_{\operatorname{tg} \varphi_2} = A_2 \gamma_{\operatorname{tg} \varphi_2}. \quad (24)$$

Значения коэффициентов A_1 и A_2 можно определять по конечным приращениям аргумента и функции в рабочей точке по формулам:

$$A_1 = \frac{\Delta \operatorname{Im} K \operatorname{tg} \varphi_2}{\Delta \operatorname{tg} \varphi_2 \operatorname{Im} K}; \quad (25)$$

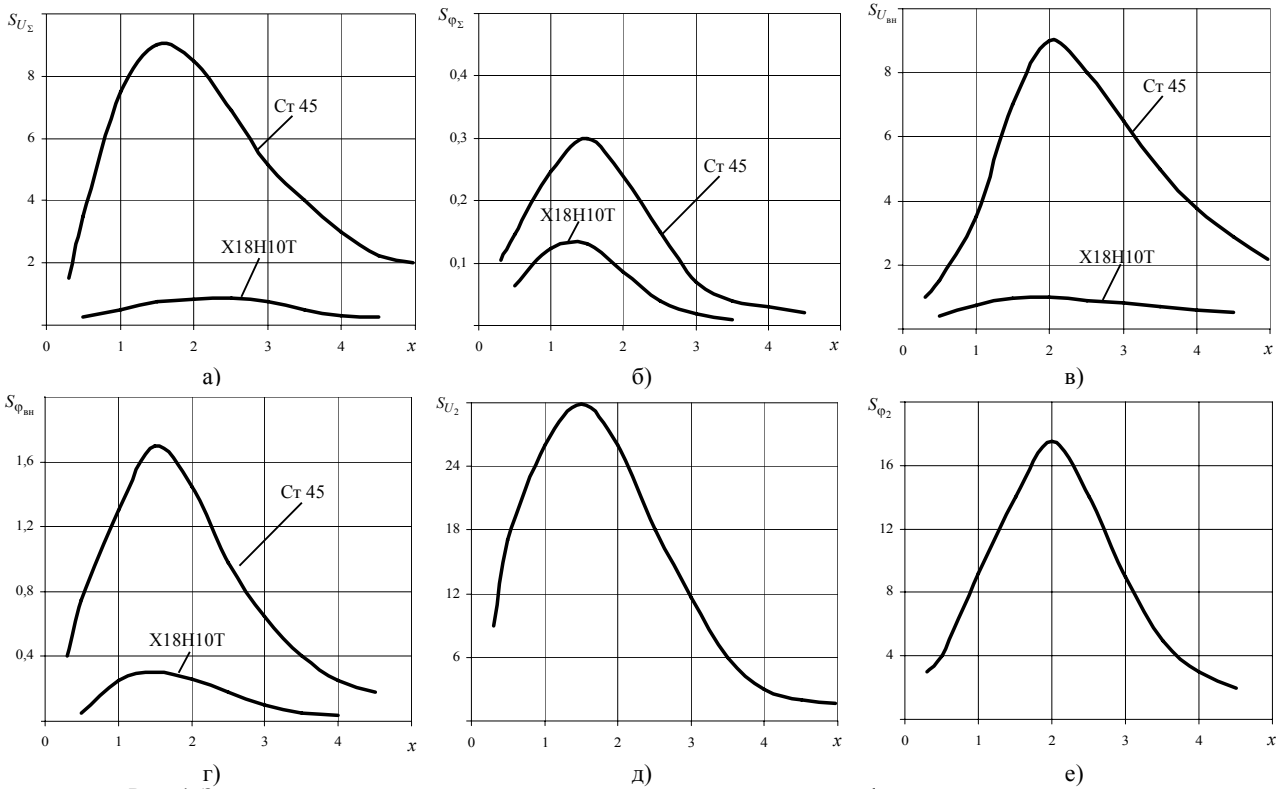


Рис. 4. Зависимости относительных чувствительностей по амплитуде и фазе для случаев измерения: U_{Σ} и φ_{Σ} (а, б); $U_{вн}$ и $\varphi_{вн}$ (в, г); U_2 и φ_2 (д, е)

$$A_2 = \frac{\Delta K_p \operatorname{tg} \varphi_2}{\Delta \operatorname{tg} \varphi_2 K_p}, \quad (26)$$

где $\Delta \operatorname{Im} K$, ΔK_p и $\Delta \operatorname{tg} \varphi_2$ – бесконечно малые приращения аргумента и функций вблизи рабочей точки $\operatorname{tg} \varphi_2$.

Причем, используя выражение (1), по аналогичной методике получим:

$$\gamma_{\operatorname{tg} \varphi_2}^2 = (a_1 \gamma_{U_{\Sigma}})^2 + (a_2 \gamma_{\varphi_{\Sigma}})^2 + (a_3 \gamma_{U_{\Sigma 0}})^2 + (a_4 \gamma_{\eta})^2, \quad (27)$$

где a_1 , a_2 , a_3 и a_4 – коэффициенты влияния, которые определяются как частные производные по измеренным параметрам и равны соответственно:

$$a_1 = \frac{\partial \operatorname{tg} \varphi_2 U_{\Sigma}}{\partial U_{\Sigma} \operatorname{tg} \varphi_2} = 1 - \frac{U_{\Sigma} \cos \varphi_{\Sigma}}{U_{\Sigma} \cos \varphi_{\Sigma} - U_{\Sigma 0}(1-\eta)}; \quad (28)$$

$$a_2 = \frac{\partial \operatorname{tg} \varphi_2 \varphi_{\Sigma}}{\partial \varphi_{\Sigma} \operatorname{tg} \varphi_2} = \frac{\varphi_{\Sigma} [U_{\Sigma} - U_{\Sigma 0}(1-\eta) \cos \varphi_{\Sigma}]}{\sin \varphi_{\Sigma} [U_{\Sigma} \cos \varphi_{\Sigma} - U_{\Sigma 0}(1-\eta)]}; \quad (29)$$

$$a_3 = \frac{\partial \operatorname{tg} \varphi_2 U_{\Sigma 0}}{\partial U_{\Sigma 0} \operatorname{tg} \varphi_2} = \frac{U_{\Sigma 0}(1-\eta)}{U_{\Sigma} \cos \varphi_{\Sigma} - U_{\Sigma 0}(1-\eta)}; \quad (30)$$

$$a_4 = \frac{\partial \operatorname{tg} \varphi_2 \eta}{\partial \eta \operatorname{tg} \varphi_2} = \frac{\eta U_{\Sigma 0}}{U_{\Sigma 0}(1-\eta) - U_{\Sigma} \cos \varphi_{\Sigma}}. \quad (31)$$

Аналогичным образом можно найти выражения для оценки погрешностей контроля μ_r и ρ вторым методом, при этом, используя выражения (6) - (8), получим:

$$\gamma_{\mu} = k \sqrt{\gamma_{U_{вн}}^2 + (\varphi_{вн} \operatorname{ctg} \varphi_{вн})^2 \gamma_{\varphi_{вн}}^2 + \gamma_{U_{\Sigma 0}}^2 + 4\gamma_d^2 + 4\gamma_{d_{II}}^2 + \gamma_{\operatorname{Im} K}^2}; \quad (32)$$

$$\gamma_{\rho} = k \sqrt{\gamma_{U_{вн}}^2 + (\varphi_{вн} \operatorname{ctg} \varphi_{вн})^2 \gamma_{\varphi_{вн}}^2 + \gamma_{U_{\Sigma 0}}^2 + 4\gamma_{d_{II}}^2 + 4\gamma_f^2 + \gamma_{K_p}^2}, \quad (33)$$

где $\gamma_{\operatorname{Im} K}$ и γ_{K_p} – определяют по формулам (23) -

(26), а $\gamma_{\operatorname{tg} \varphi_2}$, используя выражение (6) находят как:

$$\gamma_{\operatorname{tg} \varphi_2}^2 = (\epsilon_1 \gamma_{U_{вн}})^2 + (\epsilon_2 \gamma_{\varphi_{вн}})^2 + (\epsilon_3 \gamma_{U_{\Sigma 0}})^2 + (\epsilon_4 \gamma_{\eta})^2, \quad (34)$$

где ϵ_1 , ϵ_2 , ϵ_3 и ϵ_4 – коэффициенты влияния, которые равны соответственно:

$$\epsilon_1 = \frac{\partial \operatorname{tg} \varphi_2 U_{вн}}{\partial U_{вн} \operatorname{tg} \varphi_2} = 1; \quad (35)$$

$$\epsilon_2 = \frac{\partial \operatorname{tg} \varphi_2 \varphi_{вн}}{\partial \varphi_{вн} \operatorname{tg} \varphi_2} = \frac{\varphi_{вн} (U_{вн} + \eta U_{\Sigma 0} \cos \varphi_{вн})}{\sin \varphi_{вн} (U_{вн} \cos \varphi_{вн} + U_{\Sigma 0} \eta)}; \quad (36)$$

$$\epsilon_3 = \frac{\partial \operatorname{tg} \varphi_2 U_{\Sigma 0}}{\partial U_{\Sigma 0} \operatorname{tg} \varphi_2} = -\frac{\eta U_{\Sigma 0}}{U_{вн} \cos \varphi_{вн} - U_{\Sigma 0} \eta}; \quad (37)$$

$$\epsilon_4 = \frac{\partial \operatorname{tg} \varphi_2 \eta}{\partial \eta \operatorname{tg} \varphi_2} = -\frac{\eta U_{\Sigma 0}}{U_{вн} \cos \varphi_{вн} - U_{\Sigma 0} \eta}. \quad (38)$$

И наконец, для третьего метода реализации, используя выражения (9) и (10) получим:

$$\gamma_{\mu} = k \sqrt{\gamma_{U_2}^2 + \gamma_{U_{20}}^2 + \gamma_K^2 + \gamma_{\operatorname{HK}}^2}; \quad (39)$$

$$\gamma_{\rho} = k \sqrt{\gamma_{U_2}^2 + \gamma_{U_{\Sigma 0}}^2 + \gamma_f^2 + \gamma_N^2 + \gamma_{\operatorname{HK}}^2}, \quad (40)$$

где $\gamma_{\operatorname{HK}}$ – погрешность недокомпенсации, которая имеет второй порядок малости и может не учитываться, а γ_K и γ_N находят из выражений:

$$\gamma_K = \frac{f_3'(\varphi_2) \varphi_2}{f_3(\varphi_2)} \gamma_{\varphi_2} = A_3 \gamma_{\varphi_2}; \quad (41)$$

$$\gamma_N = \frac{f_4'(\varphi_2) \varphi_2}{f_4(\varphi_2)} \gamma_{\varphi_2} = A_4 \gamma_{\varphi_2}, \quad (42)$$

где A_3 и A_4 – коэффициенты влияния, которые определяются аналогичным образом, как A_1 и A_2 ; γ_{φ_2} – погрешность фазометра.

Для получения зависимостей погрешностей контроля γ_{μ} и γ_{ρ} от обобщенного параметра x для трех

методов реализации в эксперименте использовались приборы с высокими точностными характеристиками: по напряжению $\gamma_U \approx 0,2\%$ (вольтметр В7-34); по фазе $\gamma_\varphi \approx 0,2\%$ (фазометр Ф2-34); по частоте $\gamma_f \approx 0,1\%$ (частотомер Ч3-34); измерение геометрических размеров осуществлялось с погрешностью $\gamma_d \approx 0,1\%$; погрешность недокомпенсации $\gamma_{НК}$ составляла менее

0,01 %, а точность определения коэффициентов влияния достаточно высока, т.к. они находились расчетным путем.

На рис. 5 а-е приведены зависимости относительных погрешностей одновременного бесконтактного контроля γ_μ и γ_ρ от обобщенного параметра x для трех методов.

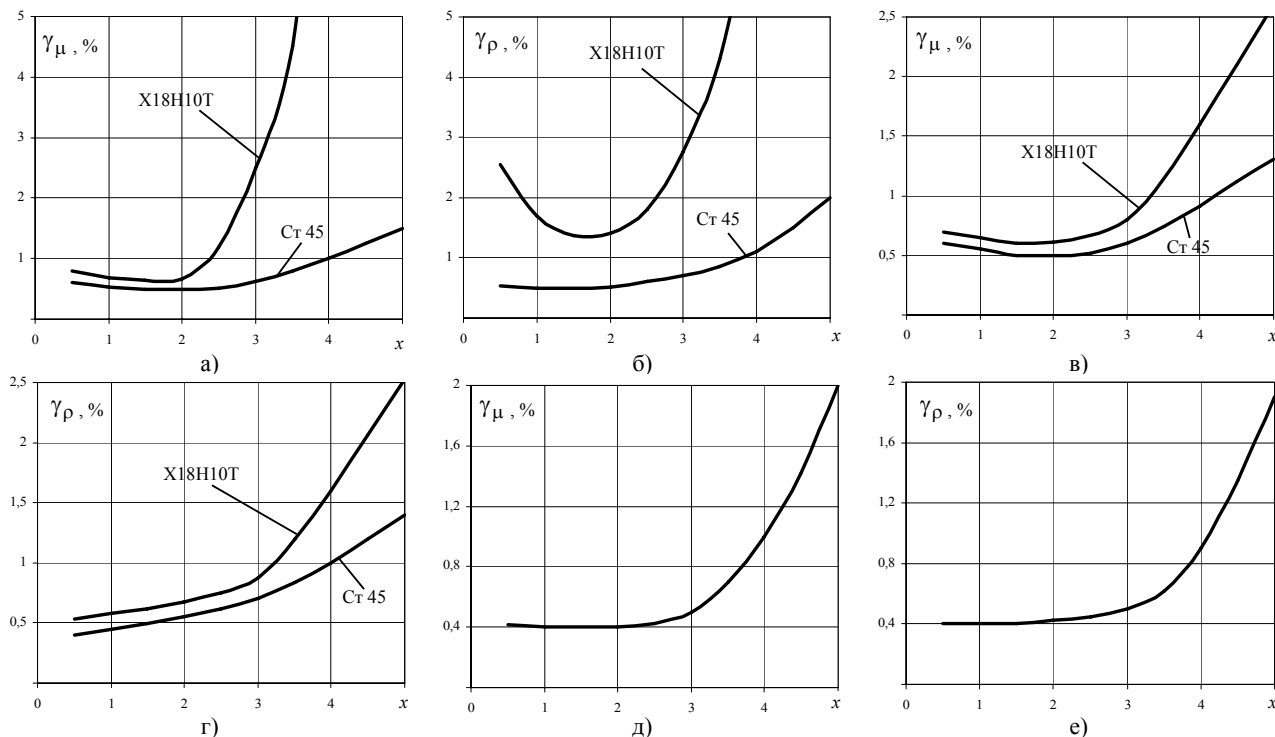


Рис. 5. Зависимости относительных погрешностей γ_μ и γ_ρ от обобщенного параметра x для первого (а, б), второго (в, г) и третьего (д, е) методов контроля

Анализ поведения зависимостей относительных чувствительностей по амплитуде и фазе ВТП (см. рис. 4 а-е) показывает, что для всех методов существует диапазон изменения x , при котором достигаются максимальные значения чувствительностей S_U и S_φ . Абсолютные же значения различны и наибольшую чувствительность ВТП имеет при реализации метода с компенсацией магнитного потока в воздушном зазоре (см. рис. 4 д, е), для которого $S_{U_2} \approx 25$ ($1 < x < 2$) и $S_{\varphi_2} \approx 15$ ($1,5 < x < 2,5$). Следует отметить, что и погрешности определения γ_μ и γ_ρ для этого метода меньше, чем у других методов и составляют $\gamma_\mu \approx 0,4\%$ ($0,5 < x < 3,0$) и $\gamma_\rho \approx 0,5\%$ ($0,5 < x < 3,5$). Однако, трудоемкость реализации данного метода намного сложнее и эффективнее использовать его, когда геометрические размеры ВТП и контролируемых образцов неизменны. Что же касается двух других методов одновременного контроля μ_r и ρ , то более предпочтительным оказывается метод, основанный на измерении $U_{ВН}$ и $\varphi_{ВН}$, особенно для исследуемых образцов с малыми значениями μ_r (нержавеющие стали, парамагнитные чугуны и т.д.) и малыми значениями коэффициента заполнения (диаметрами изделия).

Результаты работы позволяют сделать вывод, что у каждого метода есть свои преимущества и недостатки, а выбор того или иного метода будет, в конеч-

ном счете, определяться поставленной задачей по достижению необходимых метрологических параметров в заданных режимах работы преобразователя и сортамента контролируемых изделий.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Измерения, контроль, испытания и диагностика. Т. III-7 / В.В. Клюев, Ф.Р. Соснин, В.Н. Филинов и др.; Под общ. ред. В.В. Клюева. – М.: Машиностроение, – 1996. – 464 с.
- [2] Спектор С.А. Электрические измерения физических величин. – Л.: Энергоатомиздат, – 1987. – 320 с.
- [3] Неразрушающий контроль: Справочник. В 7 т. Т. 2 / Под общ. ред. В.В. Клюева. – М.: Машиностроение, – 2003. – 688 с.
- [4] Горкунов Б.М., Тюпа И.В. Вихрековый двухпараметровый контроль ферромагнитных цилиндрических изделий // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". Зб. наук. праць. – Харків НТУ "ХПИ". – № 5. – 2004. – С. 93-99.
- [5] Горкунов Б.М., Тюпа И.В. Точностные характеристики бесконтактного одновременного измерения магнитной проницаемости и электропроводности // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. – Київ: Інститут електродинаміки НАН України. – Ч. 3. – 2005. – С. 97-100.
- [6] Бондаренко В.И., Горкунов Б.М., Себко В.П., Тюпа В.И. Бесконтактные измерения электромагнитных характеристик цилиндрических изделий // Измерительная техника. – № 6. – 1984. – С. 57-58.
- [7] Захаров И.П., Кукуш В.Д. Теория неопределенности в измерениях. Уч. пособие. – Харьков. – 2002. – 256 с.

Надійшла 27.11.2006

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВЕКТОРНОГО МАГНИТНОГО ПОТЕНЦИАЛА В КОНЕЧНОЭЛЕМЕНТНОМ АНАЛИЗЕ НЕСТАЦИОНАРНЫХ ТРЕХМЕРНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ В ПРОВОДЯЩИХ СРЕДАХ

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

Наведено огляд та порівняльний аналіз основних постановок задач розрахунку нестационарних тривимірних електромагнітних полів методом скінчених елементів. Розглянуті постановки базуються на використанні векторного магнітного потенціалу та інших потенціалів електромагнітного поля. Проаналізовано переваги та недоліки різних постановок. Запропоновано критерії вибору постановок для скінченоелементного аналізу нестационарних тривимірних електромагнітних полів в електротехнічному та електроенергетичному устаткуванні різного призначення. Наведено міркування авторів з коректного вибору постановок для розробки на їх основі ефективного прикладного програмного забезпечення.

Приведен обзор и сравнительный анализ основных постановок задач расчета нестационарных трехмерных электромагнитных полей методом конечных элементов. Рассмотренные постановки базируются на использовании векторного магнитного потенциала и других потенциалов электромагнитного поля. Проанализированы преимущества и недостатки различных постановок. Предложены критерии выбора постановок для конечноэлементного анализа нестационарных трехмерных электромагнитных полей в электротехническом и электроэнергетическом оборудовании различного назначения. Приведены соображения авторов по корректному выбору постановок для разработки на их основе эффективного прикладного программного обеспечения.

ВВЕДЕНИЕ

Современное электротехническое и электроэнергетическое оборудование (вращающиеся электрические машины различных конструкций и назначения [1-3], трансформаторы [4], устройства для индукционного нагрева [5, 6], медицинское диагностическое оборудование [7] и др.) представляет собой сложные пространственные конструкции с существенно трехмерным распределением нестационарного электромагнитного поля. В связи с этим, разработка эффективных методик, численных алгоритмов и программного обеспечения для компьютерного моделирования нестационарных электромагнитных полей в трехмерной постановке является актуальной задачей теоретической электротехники и технической электродинамики. В последние годы для расчета двумерных [8-10] и трехмерных [1-7] электромагнитных полей все более широкое применение находит метод конечных элементов [11-13], являющийся одним из наиболее развитых и эффективных методов решения уравнений математической физики. Конечноэлементный анализ нестационарных трехмерных электромагнитных полей в проводящих средах (при наличии в них вихревых токов) базируется на обоснованном выборе постановки решаемой задачи. Постановка задачи расчета электромагнитного поля включает в себя [12, 14-16] величины, однозначно описывающие пространственное и временное распределение электромагнитного поля в рассматриваемой расчетной области, а также дифференциальные уравнения электромагнитного поля в терминах выбранных величин с соответствующими граничными условиями. Выбранная постановка должна обеспечивать однозначное решение соответствующих дифференциальных уравнений методом конечных элементов при минимальной размерности системы линейных алгебраических уравнений, что является важным условием разработки эффективного прикладного программного обеспечения.

Целью настоящей работы является сравнительный анализ основных постановок задач конечноэлементного анализа нестационарных трехмерных электромагнитных полей в проводящих средах при наличии вихревых токов и выбор постановок для решения прикладных задач.

УРАВНЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

Математическое описание электромагнитных процессов в общем случае представляет собой систему уравнений Максвелла в дифференциальной форме без учета токов смещения [12, 14]

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

дополненную материальными уравнениями, определяющими электрофизические свойства материалов [12, 14]:

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

где \mathbf{H} – вектор напряженности магнитного поля; \mathbf{B} – вектор индукции магнитного поля; \mathbf{E} – вектор напряженности электрического поля; \mathbf{J} – вектор плотности токов проводимости; μ – магнитная проницаемость; γ – удельная электрическая проводимость. В общем случае, магнитная проницаемость μ может зависеть от напряженности магнитного поля \mathbf{H} [16, 17]. Явления магнитного гистерезиса и анизотропии магнитных свойств материалов не учитываются.

На рис. 1 схематически представлен общий случай расчетной области задачи расчета электромагнитных полей [14]. Расчетная область включает в себя:

- подобласть Ω_1 с отличной от нуля удельной электрической проводимостью и вихревыми токами (например, металлическое изделие, обрабатываемое в установке для индукционного нагрева [5, 6, 8-10], либо ротор синхронного турбогенератора в электромагнит-

ном поле токов обратной последовательности [18, 19]);

- подобласть без вихревых токов Ω_2 , которая может содержать токи сторонних источников (например, токи обратной последовательности в статоре турбогенератора [18, 19] либо токи в индукторе устройства для индукционного нагрева [5, 6, 8-10]).

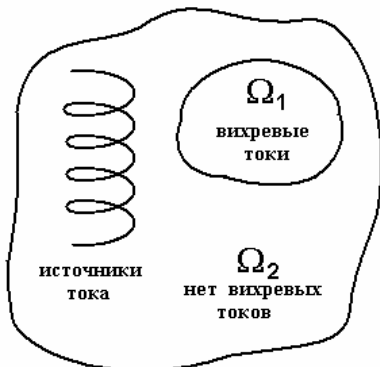


Рис. 1. Расчетная область задачи расчета электромагнитного поля

В [12, 14] приведены граничные условия для тангенциальной компоненты вектора \mathbf{H} , нормальной компоненты вектора \mathbf{B} , тангенциальной компоненты вектора \mathbf{E} и нормальной компоненты вектора \mathbf{J} для решения системы уравнений Максвелла (1) применительно к расчетной области (см. рис. 1). Система уравнений (1) и соответствующие граничные условия обеспечивают однозначность величин, описывающих электромагнитное поле (\mathbf{B} , \mathbf{E} , \mathbf{H} , \mathbf{J}) [15], однако не обеспечивают [15] однозначность потенциалов, приведенных ниже.

ПОТЕНЦИАЛЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

Решение большинства прикладных задач расчета электромагнитных полей методом конечных элементов выполняется с использованием представления распределений векторов \mathbf{E} и \mathbf{H} в виде функций потенциалов [12, 14-16]. Наибольшее распространение получили векторный магнитный потенциал \mathbf{A} и скалярный электрический потенциал V , которые определяются следующим образом [12, 14-16]:

$$\begin{aligned} \mathbf{B} &= \text{rot } \mathbf{A}; \\ \mathbf{E} &= -\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \text{grad } V. \end{aligned} \quad (3)$$

Используются также векторный электрический потенциал \mathbf{T} и скалярный магнитный потенциал ψ [15, 16]:

$$\begin{aligned} \mathbf{J} &= \text{rot } \mathbf{T}; \\ \mathbf{H} &= \mathbf{T} - \text{grad } \psi. \end{aligned} \quad (4)$$

Дифференциальные уравнения, решения которых в общем случае описывают пространственное и временное распределение введенных потенциалов, имеют следующий вид [14-16]:

- для векторного магнитного потенциала \mathbf{A} и скалярного электрического потенциала V

$$\text{rot } \frac{1}{\mu} \text{rot } \mathbf{A} + \gamma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \gamma \text{grad } V = 0 \quad \text{в подобласти } \Omega_1; \quad (5)$$

$$\text{rot } \frac{1}{\mu} \text{rot } \mathbf{A} = \mathbf{J}_S \quad \text{в подобласти } \Omega_2, \quad (6)$$

где \mathbf{J}_S – вектор плотности тока стороннего источника.

- для векторного электрического потенциала \mathbf{T} и скалярного магнитного потенциала ψ

$$\text{rot } \rho \text{rot } \mathbf{T} + \mu \frac{\partial \mathbf{T}}{\partial t} + \mu \text{grad } \frac{\partial \psi}{\partial t} = 0 \quad \text{в подобласти } \Omega_1; \quad (7)$$

$$\text{div } \mu \text{grad } \psi = 0 \quad \text{в подобласти } \Omega_2. \quad (8)$$

Из выражений (3), (4) следует, что потенциалы электромагнитного поля в общем случае определены неоднозначно [12, 14-16]. Так, потенциалы

$$\begin{aligned} \mathbf{A}^{(1)} &= \mathbf{A} + \text{grad } \chi; \\ V^{(1)} &= V - \frac{\partial \chi}{\partial t} \end{aligned} \quad (9)$$

описывают то же самое электромагнитное поле, что и потенциалы \mathbf{A} и V . В выражениях (9) χ представляет собой произвольную скалярную функцию координат [12].

Таким образом, можно сказать, что имеет место произвол в определении величин \mathbf{E} и \mathbf{B} [12]. Это позволяет [12, 14, 15] определить дивергенцию векторного магнитного потенциала $\text{div } \mathbf{A}$ произвольным образом с целью максимально возможного упрощения дифференциального уравнения (5) для подобласти Ω_1 с вихревыми токами. Процедура наложения условия на дивергенцию векторного магнитного потенциала $\text{div } \mathbf{A}$ называется калибровкой [14, 15, 20, 21]. Наиболее распространенными калибровками, используемыми при решении задач расчета трехмерных электромагнитных полей, являются [12, 15]:

- калибровка Кулона

$$\text{div } \mathbf{A} = 0; \quad (10)$$

- калибровка Лоренца

$$V = -\frac{1}{\mu\gamma} \text{div } \mathbf{A}, \quad (11)$$

которая определяет дивергенцию векторного магнитного потенциала $\text{div } \mathbf{A}$ в терминах скалярного электрического потенциала V .

Однозначность векторных потенциалов (например, векторного магнитного потенциала \mathbf{A}) при решении конкретной задачи обеспечивается [14, 15] соответствующим выбором калибровки (10) или (11). Далее, однозначность величин, описывающих электромагнитное поле (\mathbf{B} , \mathbf{E} , \mathbf{H} , \mathbf{J}), гарантирует единственность скалярных потенциалов (например, скалярного электрического потенциала V) с точностью до постоянной величины [14, 15]. Граничные условия для векторных потенциалов подробно описаны в [14, 15].

ОСНОВНЫЕ ПОСТАНОВКИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕКТОРНОГО МАГНИТНОГО ПОТЕНЦИАЛА

Рассмотрим наиболее распространенные постановки задач, основанные на использовании векторного магнитного потенциала \mathbf{A} и калибровок (10) или (11).

Использование калибровки Лоренца (11) позволяет записать дивергенцию векторного магнитного потенциала $\text{div } \mathbf{A}$ в терминах скалярного электрического потенциала V и, таким образом, полностью исключить скалярный электрический потенциал V из рассмотрения [12, 15, 22].

При использовании калибровки Лоренца (11) дифференциальное уравнение (5) для подобласти Ω_1 приобретает вид [15]

$$\operatorname{rot} \frac{1}{\mu} \operatorname{rot} \mathbf{A} - \gamma \operatorname{grad} \frac{1}{\mu\gamma} \operatorname{div} \mathbf{A} + \gamma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = 0. \quad (12)$$

При решении дифференциального уравнения (12) в качестве граничных условий задается нормальная или тангенциальная компонента векторного магнитного потенциала \mathbf{A} на границах расчетной области [15].

Преимуществом рассматриваемой постановки является отсутствие скалярного электрического потенциала V в дифференциальном уравнении (12). Указанное уравнение решается относительно трех компонент векторного магнитного потенциала \mathbf{A} (A_x, A_y, A_z), т.е. при трех неизвестных в узле каждого конечного элемента, в то время как уравнение (5) для подобласти Ω_1 в общем случае решается также относительно скалярного электрического потенциала V (четвертое неизвестное в узлах конечных элементов). Таким образом, использование калибровки Лоренца позволяет уменьшить размерность системы линейных алгебраических уравнений и тем самым снизить вычислительные затраты при решении прикладных задач.

В то же время, рассматриваемая постановка обладает недостатком, проявляющимся [14, 15] при применении метода Галеркина для решения соответствующих дифференциальных уравнений методом конечных элементов. Как показано в [14, 15], использование калибровки Лоренца в случае разрывной (различной в соседних конечных элементах) удельной электрической проводимости γ в подобласти Ω_1 приводит к несимметричной системе разрешающих уравнений метода конечных элементов. Попытки устранения указанной несимметрии приводят [14, 15] к разрывности скалярного электрического потенциала V , что противоречит условиям непрерывности тангенциальных компонент векторов \mathbf{E} и \mathbf{A} . Следовательно, данный недостаток ограничивает применение калибровки Лоренца в случае постоянной величины удельной электрической проводимости γ . При этом, скалярный электрический потенциал V может быть принят равным нулю [14, 22], вследствие чего калибровка Лоренца (11) становится эквивалентной калибровке Кулона (10).

Другие постановки, основанные на калибровке Лоренца [23], также обладают указанным недостатком и не могут быть обобщены на случай изменяющейся от элемента к элементу удельной электрической проводимости.

Представляется, что наряду с описанными постановками, можно применить еще один подход к получению дифференциальных уравнений электромагнитного поля с использованием калибровки Лоренца [22]. Учитывая, что

$$\operatorname{rot} \frac{1}{\mu} \operatorname{rot} \mathbf{A} = \operatorname{grad} \frac{1}{\mu} \operatorname{div} \mathbf{A} - \nabla \frac{1}{\mu} \nabla \mathbf{A},$$

уравнение (5) для подобласти Ω_1 можно записать в следующем виде [22]:

$$\gamma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = \nabla \frac{1}{\mu} \nabla \mathbf{A} - \operatorname{grad} \left(\frac{1}{\mu} \operatorname{div} \mathbf{A} + \gamma V \right). \quad (13)$$

Окончательно, при использовании калибровки Лоренца (11) уравнения электромагнитного поля приобретают вид [6, 22]

$$\gamma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = \nabla \frac{1}{\mu} \nabla \mathbf{A} \quad \text{в подобласти } \Omega_1; \quad (14)$$

$$\nabla \frac{1}{\mu} \nabla \mathbf{A} + \mathbf{J}_S = 0 \quad \text{в подобласти } \Omega_2. \quad (15)$$

или, в других обозначениях,

$$\gamma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial z} \right); \quad (16)$$

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial z} \right) + \mathbf{J}_S = 0. \quad (17)$$

Как и уравнение (12), дифференциальные уравнения (14), (15) или (16), (17) решаются при трех неизвестных в узлах конечных элементов (A_x, A_y, A_z), что позволяет сохранить отмеченное выше преимущество калибровки Лоренца (снижение размерности системы линейных алгебраических уравнений и вычислительных затрат). При этом, вид уравнений (16), (17) обеспечивает, в отличие от уравнения (12), получение симметричной системы разрешающих уравнений метода конечных элементов. Представляется, что тем самым устраняется указанный выше недостаток калибровки Лоренца.

Проанализируем основные постановки задач конечноэлементного анализа нестационарных трехмерных электромагнитных полей в проводящих средах при наличии вихревых токов, основанные на калибровке Кулона (10). Основным отличием приведенных ниже постановок от рассмотренной ранее является использование совокупности нескольких (минимум двух) потенциалов для описания электромагнитного поля в расчетной области. При этом, в подобластях Ω_1 и Ω_2 в общем случае используются различные комбинации потенциалов электромагнитного поля.

1) постановка $\mathbf{A}, V - \mathbf{A}$ [14]

Обозначение $\mathbf{A}, V - \mathbf{A}$ показывает [14], что для описания электромагнитного поля в подобласти Ω_1 используются векторный магнитный потенциал \mathbf{A} и скалярный электрический потенциал V , а в подобласти Ω_2 – векторный магнитный потенциал \mathbf{A} .

В [14] доказана однозначность векторного магнитного потенциала \mathbf{A} при использовании данной постановки. При этом скалярный электрический потенциал V определяется с точностью до постоянной величины, которая может быть определена путем задания значения V в одной точке пространства [14].

При использовании рассматриваемой постановки уравнения электромагнитного поля приобретают следующий вид [14]:

$$\operatorname{rot} \frac{1}{\mu} \operatorname{rot} \mathbf{A} - \operatorname{grad} \frac{1}{\mu} \operatorname{div} \mathbf{A} + \gamma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \gamma \operatorname{grad} V = 0 \quad \text{в подобласти } \Omega_1; \quad (18)$$

$$\operatorname{div} (-\gamma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \gamma \operatorname{grad} V) = 0 \quad \text{в подобласти } \Omega_1; \quad (19)$$

$$\operatorname{rot} \frac{1}{\mu} \operatorname{rot} \mathbf{A} - \operatorname{grad} \frac{1}{\mu} \operatorname{div} \mathbf{A} = \mathbf{J}_S \quad \text{в подобласти } \Omega_2. \quad (20)$$

В [14] приведены граничные условия для решения дифференциальных уравнений (18)–(20).

Преимуществом постановки $\mathbf{A}, V - \mathbf{A}$ является [14, 15] формирование симметричной системы разрешающих уравнений метода конечных элементов в случае разрывной (т.е. изменяющейся от элемента к элементу) удельной электрической проводимости ма-

териала. Это позволяет с высокой точностью моделировать распределения электромагнитных полей в современном электротехническом оборудовании, содержащем множество конструктивных элементов, выполненных из различных материалов с существенно различающейся удельной электрической проводимостью. В качестве примера можно привести [19] стальной ротор синхронного турбогенератора с обмоточными пазы, заполненными медной обмоткой возбуждения, которая удерживается дюралюминиевыми либо титановыми пазовыми клиньями.

Недостатком рассматриваемой постановки является [15] необходимость решения дифференциальных уравнений (18)–(20) при четырех неизвестных в узле каждого конечного элемента (три компоненты векторного магнитного потенциала A (A_x, A_y, A_z) и скалярный электрический потенциал V) в подобласти Ω_1 и при трех неизвестных в узле (A_x, A_y, A_z) в подобласти Ω_2 . Это увеличивает вычислительные затраты при решении прикладных задач расчета электромагнитных полей и затрудняет создание эффективного прикладного программного обеспечения.

2) постановка $A, V - \psi$ [14]

Данная постановка позволяет [14, 15] уменьшить количество неизвестных в узлах конечных элементов в свободной от вихревых токов подобласти Ω_2 до одного (по сравнению с тремя неизвестными в постановке $A, V - A$) благодаря использованию скалярного магнитного потенциала ψ вместо векторного магнитного потенциала A в Ω_2 . Таким образом, постановка $A, V - \psi$ является более эффективной (с точки зрения вычислительных затрат) по сравнению с рассмотренной выше постановкой $A, V - A$, что особенно проявляется в случае задач со значительными подобластями без вихревых токов.

Однозначность векторного магнитного потенциала A при использовании данной постановки доказана в [14]. Скалярные потенциалы V и ψ определяются с точностью до постоянной величины, которая для скалярного электрического потенциала может быть выбрана путем задания значения V в одной точке пространства [14]. Для скалярного магнитного потенциала ψ указанная постоянная величина определяется путем использования граничного условия $\psi = 0$ [14] на внешней границе расчетной области (см. рис. 1).

При использовании рассматриваемой постановки решаются следующие уравнения электромагнитного поля [14]

$$\operatorname{rot} \frac{1}{\mu} \operatorname{rot} A - \operatorname{grad} \frac{1}{\mu} \operatorname{div} A + \gamma \frac{\partial A}{\partial t} + \gamma \operatorname{grad} V = 0 \quad \text{в подобласти } \Omega_1; \quad (21)$$

$$\operatorname{div}(-\gamma \frac{\partial A}{\partial t} - \gamma \operatorname{grad} V) = 0 \quad \text{в подобласти } \Omega_1; \quad (22)$$

$$\operatorname{div} \mu \operatorname{grad} \psi = 0 \quad \text{в подобласти } \Omega_2. \quad (23)$$

с соответствующими граничными условиями [14].

Отметим, что в случае удельной электрической проводимости γ , постоянной в пределах всей подобласти Ω_1 , скалярный электрический потенциал V может быть принят равным нулю и исключен из рассмотрения [14, 15], вследствие чего рассматриваемая постановка $A, V - \psi$ переходит в постановку $A - \psi$ с

так называемым модифицированным векторным потенциалом [24, 25].

Рассматриваемая постановка $A, V - \psi$ с точки зрения вычислительных затрат является более эффективной по сравнению с постановкой $A, V - A$. Недостатком постановки $A, V - \psi$ является [15] невозможность ее использования для расчета электромагнитного поля в объектах с многосвязными проводящими конструктивными элементами (подобластями). Кроме того, постановка $A - \psi$, используемая в случае постоянной удельной электрической проницаемости, не может быть применена для решения задач расчета статических полей, поскольку в этом случае невозможно обеспечить однозначность потенциалов электромагнитного поля [14].

3) постановка $A, V - A - \psi$ [14, 26]

Данная постановка позволяет устранить один из недостатков рассмотренной выше формулировки $A, V - \psi$ (невозможность ее использования применительно к объектам с многосвязными проводящими подобластями) благодаря использованию векторного магнитного потенциала A вместо скалярного магнитного потенциала ψ в непроводящих отверстиях проводников [14, 15, 26]. Фактически, рассматриваемая постановка представляет собой [14] комбинацию постановок $A, V - A$ и $A, V - \psi$. К недостаткам постановки $A, V - A - \psi$ следует отнести увеличение (по сравнению с другими постановками, основанными на калибровке Кулона) размерности системы линейных алгебраических уравнений [14], а также ряд проблем при численной реализации алгоритма решения задачи [15].

Кроме приведенных выше, в литературе анализируются также некоторые другие постановки [15, 16, 27], например, постановки $T, \psi - \psi$ [15, 27] и $T, \psi - A - \psi$ [15] и др. Однако, постановки, подробно рассмотренные в настоящей статье, являются наиболее часто используемыми при решении прикладных задач расчета электромагнитных полей, в том числе с использованием коммерческого программного обеспечения. Так, лицензионное программное обеспечение OPERA-3d [28-30] компании Vector Fields Ltd (Оксфорд, Великобритания) использует для расчета нестационарных электромагнитных полей различные модификации постановки $A, V - \psi$. Примеры широкого использования других постановок, основанных на калибровке Кулона (10) и Лоренца (11), приведены, в частности, в работах [1, 14] и [3, 6], соответственно.

КРИТЕРИИ ВЫБОРА ПОСТАНОВОК

Приведенный выше анализ позволяет сформулировать следующие критерии для корректного выбора используемых постановок:

1) постановки должны обеспечивать однозначное решение дифференциальных уравнений электромагнитного поля методом конечных элементов;

2) используемые постановки должны быть предназначены для адекватного описания распределения электромагнитного поля в общем случае разрывной удельной электрической проводимости, изменяющейся от элемента к элементу;

3) реализуемые постановки должны приводить к минимальной размерности системы линейных алгебраических уравнений метода конечных элементов.

СООТВЕТСТВИЕ ПОСТАНОВОК ПРЕДЛОЖЕННЫМ КРИТЕРИЯМ

Рассмотрим первый критерий для выбора постановок. Однозначность векторного магнитного потенциала A при использовании различных постановок, основанных на калибровках Лоренца и Кулона, доказана в [14, 15, 22]. Скалярные потенциалы V и ψ при использовании калибровки Кулона определяются с точностью до постоянной величины, которая для скалярного электрического потенциала V может быть выбрана путем задания значения V в одной точке пространства [14]. Для скалярного магнитного потенциала ψ указанная постоянная величина определяется путем использования граничного условия $\psi = 0$ [14] на внешней границе расчетной области (см. рис. 1). Таким образом, наиболее часто используемые постановки гарантируют однозначность решения дифференциальных уравнений электромагнитного поля методом конечных элементов.

Остановимся подробно на втором критерии для выбора постановок. Его выполнение необходимо для моделирования распределения электромагнитного поля в современном электротехническом оборудовании, содержащем множество конструктивных элементов, выполненных из различных материалов с существенно различающейся удельной электрической проводимостью γ .

Анализ, выполненный в настоящей работе, показывает, что основные постановки, построенные на калибровке Лоренца (11), не удовлетворяют рассматриваемому критерию.

В то же время, предлагаемый в данной работе подход к получению дифференциальных уравнений электромагнитного поля в виде (14), (15) или (16), (17) позволяет при использовании калибровки Лоренца сформировать симметричную систему разрешающих уравнений метода конечных элементов.

В литературе отсутствует строгое обоснование возможности использования уравнений (14), (15) или (16), (17) для адекватного описания распределения нестационарного трехмерного электромагнитного поля в общем случае разрывной удельной электрической проводимости, изменяющейся от элемента к элементу. Несмотря на это, данный подход достаточно широко используется при решении прикладных задач [3, 6, 12]. Это можно объяснить относительной простотой разработки и численной реализации алгоритма решения задачи методом конечных элементов. Каждое из дифференциальных уравнений в частных производных (16), (17) представляет собой [6] систему уравнений для трех компонент векторного магнитного потенциала $A (A_x, A_y, A_z)$. Например, для уравнения (16), описывающего распределение электромагнитного поля в подобласти Ω_1 , имеем следующую систему из трех уравнений:

$$\gamma \frac{\partial A_x}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial z} \right); \quad (24)$$

$$\gamma \frac{\partial A_y}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_y}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_y}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_y}{\partial z} \right); \quad (25)$$

$$\gamma \frac{\partial A_z}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial z} \right). \quad (26)$$

В отличие от других постановок, основанных на

калибровках Лоренца и Кулона, методика решения уравнений (24)-(26) методом конечных элементов не требует применения метода Галеркина, поскольку известен соответствующий функционал для каждого из уравнений. Отметим, что указанный функционал по своему виду аналогичен функционалу, соответствующему трехмерному нестационарному уравнению теплопроводности [8-11]. Таким образом, при реализации данного подхода уравнения (14), (15) или (16), (17) решаются относительно трех компонент векторного магнитного потенциала $A (A_x, A_y, A_z)$, т.е. при трех неизвестных в узле каждого конечного элемента, с симметричной системой разрешающих уравнений метода конечных элементов.

Авторы настоящей работы считают возможным применение описанного подхода для разработки прикладного программного обеспечения. Отсутствие в уравнениях (14), (15) членов, содержащих пространственные производные удельной электрической проводимости γ , может быть "компенсировано" при численном решении задачи с помощью достаточно мелкой разбивки расчетной области на конечные элементы.

Анализ постановок, основанных на калибровке Кулона (10), показывает, что описанные выше основные формулировки полностью удовлетворяют рассматриваемому критерию.

Выбор постановки в соответствии с третьим критерием позволит разработать эффективное прикладное программное обеспечение для компьютерного моделирования нестационарных трехмерных электромагнитных полей в сложных пространственных конструкциях современного электротехнического и электроэнергетического оборудования различного назначения. Рассмотрим основные постановки решения задач.

- использование калибровки Лоренца (11) позволяет полностью исключить из рассмотрения скалярный электрический потенциал V и скалярный магнитный потенциал ψ . Таким образом, уравнения электромагнитного поля в подобластях Ω_1 и Ω_2 решаются относительно трех компонент векторного магнитного потенциала $A (A_x, A_y, A_z)$, т.е. при трех неизвестных в узле каждого конечного элемента;

- постановка $A, V - A$ (калибровка Кулона): решение дифференциальных уравнений электромагнитного поля выполняется при четырех неизвестных в узле каждого конечного элемента (три компоненты векторного магнитного потенциала $A (A_x, A_y, A_z)$ и скалярный электрический потенциал V) в подобласти Ω_1 и при трех неизвестных в узле (A_x, A_y, A_z) в подобласти Ω_2 ;

- постановка $A, V - \psi$ (калибровка Кулона): уравнения решаются при четырех неизвестных в узле каждого конечного элемента (три компоненты векторного магнитного потенциала $A (A_x, A_y, A_z)$ и скалярный электрический потенциал V) в подобласти Ω_1 и при одном неизвестном в узле (скалярный магнитный потенциал ψ) в подобласти Ω_2 ;

- постановка $A, V - A - \psi$ (калибровка Кулона) представляет собой комбинацию формулировок $A, V - A$ и $A, V - \psi$ с соответствующим увеличением размерности системы линейных алгебраических уравнений метода конечных элементов.

Следовательно, рассматриваемому критерию в

наибольшей степени удовлетворяют следующие постановки:

- постановка $A, V - \psi$, основанная на калибровке Кулона.

- постановка, основанная на калибровке Лоренца.

При этом, данное преимущество постановки $A, V - \psi$ проявляется [14, 15] в случае задач со значительными подобластями без вихревых токов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе выполнен обзор основных постановок задач расчета нестационарных трехмерных электромагнитных полей методом конечных элементов. Проанализированы их преимущества и недостатки. Для разработки прикладного программного обеспечения выбраны две постановки, одна из которых основана на использовании калибровки Кулона, а другая - калибровки Лоренца. Выбранные постановки обеспечивают однозначное решение дифференциальных уравнений электромагнитного поля методом конечных элементов и приводят к минимальной размерности системы линейных алгебраических уравнений, что позволяет разработать эффективное программное обеспечение для решения прикладных задач.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Schmidt E., Traxler-Samek G., Schwery A. 3D nonlinear transient finite element analysis of eddy currents on the stator damping system of large hydro generator. – Proceedings of the 16th International Conference on Electrical Machines (ICEM'2004), Cracow, Poland, September 5-8, 2004. – 6 p.
- [2] Nakahara A., Takahashi K., Ide K., Kaneda J., Hattori K., Watanabe T., Mogi H., Kaido C., Minematsu E., Hanzawa K. Core loss in turbine generators: analysis of no-load core loss by 3D magnetic field calculation. – Proceedings of the 16th International Conference on Electrical Machines (ICEM'2004), Cracow, Poland, September 5-8, 2004. – 5 p.
- [3] Schlensok C., van Riesen D., Küest T., Henneberger G. Acoustic simulation of an induction machine with squirrel-cage rotor. – Proceedings of the 16th International Conference on Electrical Machines (ICEM'2004), Cracow, Poland, September 5-8, 2004. – 6 p.
- [4] Bíró O., Preis K., Buchgraber G. Finite element model to compute transformer losses. – Proceedings of the 11th International IGTE Symposium on Numerical Field Calculation in Electrical Engineering, Seggau Castle, Austria, September 13-15, 2004. – P. 330–333.
- [5] Zgraja J., Kula P., Pacyniak T. Simulation of induction hardening of massive elements. – Proceedings of the 16th International Conference on Electrical Machines (ICEM'2004), Cracow, Poland, September 5-8, 2004. – 4 p.
- [6] Gong L., Unbehauen R. The 3-D computations of edge induction heating using semi-analytical method and FEM. – Electrical Engineering. – 1996, v. 79. – P.189–195.
- [7] Rausch M., Gebhardt M., Kaltenbaher M., Landes H. Magnetomechanical field computations of a clinical magnetic resonance imaging (MRI) scanner. – Proceedings of the 10th International IGTE Symposium on Numerical Field Calculation in Electrical Engineering, Graz, Austria, September 16-18, 2002. – P. 151–156.
- [8] Gontarowsky P.P., Pantelyat M.G. Application of the finite element method to coupled eddy current, thermal and mechanical problems. – Proceedings of the 6th International IGTE Symposium on Numerical Field Calculation in Electrical Engineering, Graz, Austria, September 1994. – P. 300–308.
- [9] Pantelyat M.G. Coupled electromagnetic, thermal and elastic-plastic simulation of multi-impulse inductive heating. – International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics. – 1998, v. 9. – P. 11 – 24.
- [10] Shulzhenko N.G., Gontarowsky P.P., Matyukhin Yu.I., Pantelyat M.G., Doležel I., Ulrych B. Finite element analysis of electromagnetic, thermal and stress-strain state of joints during induction heating-based assembly and disassembly. – Proceedings of the 11th International IGTE Symposium on Numerical Field Calculation in Electrical Engineering, Seggau Castle, Austria, September 13-15, 2004. – P. 334–339.
- [11] Зенкевич О. Метод конечных элементов в технике. – М.: Мир, 1975. – 541 с.
- [12] Сильвестер П., Феррари Р. Метод конечных элементов для радиоинженеров и инженеров-электриков. – М.: Мир, 1986. – 229 с.
- [13] Кулон Ж.-Л., Сабонадьер Ж.-К. САПР в электротехнике. – М.: Мир, 1988. – 208 с.
- [14] Bíró O., Preis K. On the use of the magnetic vector potential in the finite element analysis of three-dimensional eddy currents. – IEEE Transactions on Magnetics. – 1989, v. 25, No. 4. – P. 3145–3159.
- [15] Bíró O., Preis K. Finite element analysis of 3-D eddy currents. – IEEE Transactions on Magnetics. – 1990, v. 26, No. 2. – P. 418–423.
- [16] Bíró O., Preis K., Richter K.R. Various FEM formulations for the calculation of transient 3d eddy currents in nonlinear media. – IEEE Transactions on Magnetics. – 1995, v. 31, No. 3. – P. 1307–1312.
- [17] Pantelyat M.G. Numerical analysis of impulse electromagnetic fields in soft ferromagnetic materials. – International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics. – 1999, v. 10. – P. 185 – 192.
- [18] Bhargava S.C. Negative-sequence currents, losses and temperature rise in the rotor of a turbogenerator during transient unbalanced operation. – Electric Machines and Power Systems. – 1983, v. 8. – P. 155–168.
- [19] Шульженко Н.Г., Пантелят М.Г., Руденко Е.К., Петушкова С.А., Зозулин Ю.В. Влияние материала пазовых клиньев на распределение электромагнитного поля, плотности тока и потерь от токов обратной последовательности в роторе турбогенератора при двухфазном коротком замыкании. – Электротехника и электромеханика. – 2005, № 3. – С. 61–64.
- [20] Тамм И.Е. Основы теории электричества. – М.: Наука, 1976. – 616 с.
- [21] Матвеев А.Н.. Электричество и магнетизм. – М.: Высшая школа, 1983. – 463 с.
- [22] Пантелят М.Г. Численное решение осесимметричных задач магнитотермомеханики: Дис. ... канд. физ.-мат. наук. – Харьков, 1990. – 151 с.
- [23] Bíró O. Use of a two-component vector potential for 3-D eddy current calculations. – IEEE Transactions on Magnetics. – 1988, v. 24, No. 1. – P. 102–105.
- [24] Emson C.R.I., Simkin J. An optimal method for 3-D eddy currents. – IEEE Transactions on Magnetics. – 1983, v. 19, No. 11. – P. 2450–2452.
- [25] Rodger D., Eastham J.F. A formulation for low frequency eddy current solutions. – IEEE Transactions on Magnetics. – 1983, v. 19, No. 11. – P. 2443–2446.
- [26] Leonard P.J., Rodger D. Finite element scheme for transient 3-D eddy currents. – IEEE Transactions on Magnetics. – 1988, v. 24, No. 1. – P. 90–93.
- [27] Bíró O., Preis K., Buchgraber G., Ticar I. Thermal-electromagnetic coupling in FEM simulation of power transformers. – Proceedings of the 15th Conference on the Computation of Electromagnetic Fields (Compumag'2005), Shenyang, Liaoning, China, June 26-30, 2005. – 4 p.
- [28] www.vectorfields.com
- [29] Vector Fields Ltd, OPERA-3d User Guide, Version 9.0, Oxford, UK, May 2003.
- [30] Vector Fields Ltd, OPERA-3d Reference Manual, Version 10.5, Oxford, UK, November 2004.

Поступила 27.11.2006

РЕТРОСПЕКТИВА, СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ИССЛЕДОВАНИЙ В ОБЛАСТИ СОЗДАНИЯ ЭЛЕКТРОУСТАНОВОК С МОЩНЫМИ НАКОПИТЕЛЯМИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ И МАГНИТНОЙ ЭНЕРГИИ

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

Приведені короткі дані з історії винаходу людством джерел та накопичувачів електрики, вказані деякі результати ретроспективних, сучасних та перспективних вітчизняних і закордонних досліджень по створенню та використанню у наукових і технологічних цілях високовольтних електрофізичних установок з потужними накопичувачами електричної та магнітної енергії.

Приведены краткие данные из истории изобретения человечеством источников и накопителей электричества, указаны некоторые результаты ретроспективных, современных и перспективных отечественных и зарубежных исследований по созданию и использованию в научных и технологических целях высоковольтных электрофизических установок с мощными накопителями электрической и магнитной энергии.

ВВЕДЕНИЕ

Неуклонное развитие науки и техники в мире, постоянный поиск человечеством новых (альтернативных) источников энергии стимулирует развитие различных как вновь появляющихся, так и относительно давно существующих научно-технических областей и направлений, включающих общую (традиционную) и возобновляемую электроэнергетику, силовую электротехнику, материаловедение сверхпрочных композиционных, сверхстойких металлических и изоляционных материалов, техническую электродинамику, силовоточную электронику, технику и электрофизику высоких напряжений и больших токов, высоковольтную высокочастотную (импульсную) технику, силовоточную электроразрядную светотехнику, технику высоких плотностей энергии, включая магнитогидродинамические, ядерные и термоядерные энергоустановки, а также СВЧ-электронику больших мощностей и технику сильных (сверхсильных) электрических и магнитных полей [1-5]. Для практической реализации многих научных фундаментальных и прикладных физико-технических исследований, опытно-конструкторских и технологических работ в указанных научно-технических областях требуются мощные накопители энергии (МНЭ), к которым зачастую предъявляются весьма жесткие технические требования: во-первых, по амплитудно-временным параметрам (АВП) генерируемых ими электрических напряжений и токов, охватывающим мега- и киловольтные диапазоны изменения амплитуд напряжения, мега- и килоамперные по амплитуде токовые диапазоны, а также нано- и микросекундные временные диапазоны; во-вторых, по их ресурсу (числу рабочих включений или срабатываний силовоточных коммутирующих устройств МНЭ); в-третьих, по электрическим параметрам их комплексной нагрузки, принимающим единицы (десятки и сотни) наногенри по индуктивности и от единиц до долей единиц Ома по активному сопротивлению; в-четвертых, по скорости ввода электромагнитной энергии (пиковой мощности ввода энергии) в их электрическую нагрузку; в-пятых, по стойкости их токонесущих частей, электрической нагрузки к высоким (сверхвысоким) плотностям тока и электродинамическим усилиям, температурам и многим другим электро- и теплофизическим характеристикам. Все это вместе приводит к необходимости разработки, создания и практического использования в научных и технологических целях достаточно широкого круга высоковольтных электрофизических

установок (ВЭФУ) с МНЭ, в которых средняя стоимость одного запасаемого килоджоуля энергии, в случае применения в МНЭ конденсаторной батареи и в зависимости от АВП передаваемых в нагрузку импульсных токов (напряжений), может составлять от нескольких сотен до одной тысячи долларов США [6]. Причем, данная удельная стоимость запасаемой электроэнергии будет возрастать с уменьшением длительности (времени нарастания) формируемых в нагрузке с помощью ВЭФУ с МНЭ импульсов напряжения (тока и напряженностей электрического и магнитного полей). Следует отметить, что в настоящее время в ведущих научных физических лабораториях мира успешно эксплуатируются ВЭФУ с предельными параметрами, запасаемая энергия в МНЭ конденсаторного типа которых достигает до 10 МДж [6]. Не безынтересно для читателя указать и то, что в подобных ВЭФУ с МНЭ общей стоимостью не менее одного миллиарда долларов США амплитуда генерируемых в малоиндуктивной и низкоомной нагрузке (реактивное сопротивление по индуктивности порядка 1 нГн) импульсных токов микросекундной длительности достигает колоссальных значений, составляющих до 150 МА [6].

Учитывая предельные значения АВП формируемых с помощью ВЭФУ с МНЭ импульсов напряжения (тока), а также высокий (сверхвысокий) уровень вызванных ими внешних электрических и магнитных полей, рассматриваемая нами проблема, связанная с разработкой, созданием и техническим применением ВЭФУ с МНЭ, вызывает необходимость одновременного оперативного решения целого ряда научно-технических вопросов из другой смежной области, затрагивающей проблемы электромагнитной безопасности и электромагнитной совместимости различных технических средств, оказавшихся в неблагоприятной электромагнитной обстановке вблизи активной зоны генерации мощных электромагнитных помех (МЭМП) от токонесущих частей ВЭФУ с МНЭ [7]. В этой связи последствия практического применения предмета нашего исследования (электроустановок с МНЭ) требуют комплексного подхода к решению возникающих при создании ВЭФУ с МНЭ электромагнитных проблем для современного постиндустриального общества с развитой низковольтной радиотехнической, электронной и электротехнической инфраструктурой, отличающейся сравнительно низкой стойкостью к воздействию МЭМП естественного и искусственного происхождения.

Целью статьи является рассмотрение краткой ис-

тории развития в период 18–21 веков в Европе, Америке, в бывшем СССР, современной Украине и нынешнем ближнем и дальнем зарубежье исследований в области создания ВЭФУ с МНЭ и сжатое изложение некоторых перспективных и имеющих важное практическое приложение, по мнению ее автора, научно-технических вопросов из крайне обширной проблематики, посвященной созданию и использованию в науке и технике ВЭФУ с МНЭ различного типа и назначения.

1. ПЕРВЫЕ РАЗРАБОТКИ И ПРАКТИЧЕСКИЕ ПРИМЕНЕНИЯ ЭЛЕКТРОУСТАНОВОК С МНЭ

Истоки искусственного электричества. Исторически той областью электричества, где человечество добилось первых научно-технических успехов, оказалась электростатика. Известно, что первый искусственно созданный накопитель электричества (электрический конденсатор) был изобретен в Европе в 1746 году голландским физиком Мушенбреком из г. Лейдена. Этот первый накопитель (аккумулятор) электрических зарядов ("лейденская банка") представлял собой воздушный цилиндрический конденсатор, состоящий из наружного электрода (полого тонкого металлического цилиндра), расположенного внутри тонкостенного стеклянного цилиндра, и внутреннего электрода, выполненного из металлического стержня и изолированного от наружного электрода [8]. Практически в это же время в Северной Америке выдающимся американским физиком и общественным деятелем Вениамином (Бенджамином) Франклином был изобретен и сконструирован первый плоский электрический конденсатор, состоящий из двух параллельных металлических пластин, разделенных тонкой стеклянной прослойкой [8]. За созданием первых накопителей электричества в рассматриваемой нами области физических знаний в 1775 году последовало изобретение первой электростатической машины, вырабатывающей электрические заряды за счет электризации трением ее частей, приводимых в движение внешней механической силой [8]. Чуть позже в научном физическом мире появились чувствительные электроскопы, предназначенные для обнаружения электрических зарядов обеих полярностей [8]: в 1782 году снабженный малогабаритным конденсатором электроскоп Вольты с соломинками, а в 1787 году – электроскоп Беннета с золотыми листочками.

Благодаря исследованиям электрохимических явлений известного итальянского ученого-физиолога Луиджи Гальвани, результаты которых были опубликованы последним в 1791 году в его основном научном труде *"Трактат о силах электричества при мышечном движении"*, к жизни была вызвана совершенно новая физическая область – учение об электрическом ("гальваническом") токе. Интересно отметить, что в своих ставших классическими опытах с лапками лягушек Л. Гальвани одним из первых в мире (задолго до великого английского физика Майкла Фарадея и открытия им явления электромагнитной индукции (ЭМИ) в 1831 году) наблюдал явление ЭМИ, связанное с наведением электрического напряжения (тока) в цепи металлической проволоки, помещенной в переменное магнитное поле земного атмосферного происхождения. Здесь требуется дать одно уточняющее пояснение относительно указанных опытов Л. Гальвани: подвешенные над землей к железному проводу лапки лягушки, к концам которых была подсоединена длинная металлическая проволока, опущенная в воду колодца и таким образом хорошо соединенная с землей, начинали судорожно подергиваться во время та-

кого близкого природного электрофизического явления как молния, сопровождающегося длинными сильноточными искровыми грозовыми электрическими разрядами в землю и соответственно появлением мощного переменного магнитного поля в зоне проведения Л. Гальвани этих опытов [9]. Однако по объективным причинам (из-за недостатка общефизических знаний и недостаточно высокого уровня развития физической науки на тот период) Л. Гальвани «прошел» мимо этого фундаментального для теории и практики использования электричества явления, лежащего в основе современной классической электротехники и электродинамики.

Согласно современной истории развития физики первой в мире крупной электроустановкой с накопительной батареей следует считать установку – батарею, построенную в Санкт-Петербургской Медико-Хирургической Академии в 1802 году выдающимся русским академиком-электротехником (электрофизиком) Василием Владимировичем Петровым [8]. Описание устройства этой самой мощной по тому времени батареи и результаты исследований на ней гальвани-вольтовских явлений В.В. Петров дал в 1803 году в своем знаменитом научном труде, носящем следующее название [8]: *"Известие о гальвани-вольтовских опытах, которые производил профессор физики Василий Петров посредством огромной наипаче батареи, состоящей иногда из 4200 медных и цинковых кружков, и находящейся при Санкт-Петербургской Медико-Хирургической Академии"* (рис. 1). В главах I-II (отметим, что главы своей книги В.В. Петров называл "статьями") данного научного труда (монографии) достаточно подробно приведено описание устройства самой "батареи" и даны, пользуясь современной терминологией, практические рекомендации (указания) по ее изготовлению и эксплуатации (по тексту В.В. Петрова "по уходу за ней").

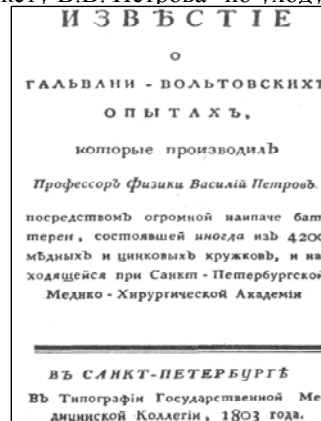


Рис. 1. Титульный лист научного труда *"Известие о гальвани-вольтовских опытах..."* профессора В.В. Петрова

В этой электрической батарее, содержащей 2100 гальванических элемента, между медными и цинковыми кружками наружным диаметром около 38мм были установлены картонные круглые прокладки, пропитанные раствором нашатыря. Каждый гальванический элемент состоял из трех кружков: медного, картонного и цинкового. При этом до десяти гальванических элементов складывались и стягивались в секцию. Эти кружки в отличие от первого в мире генератора электрического тока – гальванического столба (батареи) знаменитого итальянского физика Алессандро Вольты, изобретенного и построенного последним в 1800 году и имевшем вертикальное расположение активных элементов с суконными про-

кладками (в качестве металлических кружков в них могли быть использованы металлы из знаменитого "ряда А. Вольты": цинк, олово, свинец, железо, латунь, бронза, медь, платина, золото, серебро, ртуть), В.В. Петровым были расположены горизонтально. Причем так, чтобы кружки каждого гальванического элемента стояли ребром вертикально в сухих узких деревянных ящиках. Заметим, что сам А. Вольта свой генератор электрического тока, состоящий всего из 20 пар медных и цинковых кружков, разделенных смоченными в соленой воде сукоными кружками-прокладками, называл "электрическим органом" [8]. При этом концам этого "электрического органа" он присвоил название "полюсов", на одном из которых обнаруживалось положительное, а на другом – отрицательное электричество. Именно "вольтов столб" стал определенной вехой в истории развития человеческой цивилизации, возвестившей о наступлении новой эпохи – эпохи электричества. В XIX веке известный французский физик Араго в свое время написал [8]: "...*Вольтов столб*" был самым замечательным прибором, когда-либо изобретенным людьми, не исключая телескопа и паровой машины". Благодаря этому изобретению А. Вольты известный английский физик и химик Гемфри Дэви в 1807 году в процессе своих электрохимических исследований сумел впервые разложить едкие щелочи и получить металлический калий и натрий [8].

Далее отметим то, что В.В. Петров, как автор первой мощной электрической "батареи", в качестве изоляции между ее гальваническими элементами и деревянным корпусом, а также между проволочными металлическими проводниками впервые применил сургуч. Кроме того, он не забыл и об изоляции тел (объектов испытаний) от пола (земли): эти тела были размещены на деревянной скамеечке со стеклянными ножками. После сборки эта достаточно огромная и по современным меркам электрическая "батарея" В.В. Петрова состояла из четырех рядов, каждый из которых имел длину 3 м. Данные ряды на концах между собой были соединены последовательно при помощи медных скоб. В итоге общая длина электрической "батареи" В.В. Петрова составляла 12 м.

В главе VII указанного выше научного трактата В.В. Петров описал свой знаменитый опыт с электрической дугой, проведенный с помощью им же созданной мощной электрической "батареи". Вот как сам первооткрыватель этого электрофизического явления написал о нем [8]: "*Если на стеклянную плитку или на скамеечку со стеклянными ножками будут положены два или три древесных угля, способные для производства светящихся явлений посредством гальванической жидкости, и если потом металлическими изолированными направляющими, сообщенными с обоими полюсами огромной батареи, приблизят оные один к другому на расстояние от одной до трех линий, то является между ними весьма яркий белого цвета свет или пламя, от которого оные угли скорее или медлительнее загораются и от которого темный покой довольно ясно освещен быть может*". Так в мае 1802 года с использованием электроустановки с МНЭ была впервые в мире открыта и исследована электрическая дуга, имевшая в будущем колоссальное прикладное значение в технике и промышленном производстве [10]. Кстати, еще сам В.В. Петров указывал на возможность использования электрической дуги для освещения помещений, плавки и сварки различных металлов [11]. Следует заметить, что это явление в физике впоследствии было названо "вольтовой ду-

гой". В 1808 году "вольтову дугу" независимо от В.В. Петрова переоткрыл упомянутый нами выше известный английский ученый Г. Дэви, которому долгое время ошибочно приписывалась слава и первенство открытия этого важного для человечества электрофизического явления. Тем не менее, всемирная история развития науки и техники в вопросе приоритета открытия электрической дуги ("вольтовой дуги"), в конце концов, подтвердила слова В.В. Петрова, написавшего в свое время следующее [11]: "...*Я надеюсь, что просвещенные и беспристрастные физики по крайней мере некогда согласятся отдать трудам моим ту справедливость, которую важность сих последних опытов заслуживает*".

В дальнейшем в области электростатики последовало создание в 1865 году немецким изобретателем Хольцем дисковой электрофорной машины, являющейся разновидностью электростатических генераторов и составляющей и поныне принадлежность современных школьных физических кабинетов [8]. Как известно, в этом типе электростатического генератора механическая энергия, затраченная на круговое вращение и трение его движущихся изоляционных частей дисковой конфигурации, непосредственно превращается в электрическую энергию, носителем которой являются элементарные электрические заряды – электроны.

Отметим, что к электроустановкам с МНЭ на "заре" их создания следует отнести и генераторы переменного напряжения высокой частоты, построенные на основе резонансного трансформатора Теслы, изобретенного в США великим хорватским (сербским) электротехником и электрофизиком Николой Тесла в 1891 году [8, 12]. Данный трансформатор являлся высоковольтным высокочастотным трансформатором, использующим явление резонанса в индуктивно-связанных электрических цепях. Этот вид высоковольтных электрических аппаратов, генерирующих затухающие колебательные импульсы напряжением частотой более 100 кГц и амплитудой от десятков киловольт до 10 МВ и выше, нашел весьма широкое применение в высоковольтной импульсной технике, радиотехнике и атомной технике при проведении разнообразных физических исследований, генерировании высокочастотного электромагнитного излучения и ускорении заряженных элементарных частиц, предназначенных для проведения в вакуумных камерах и камерах Вильсона ядерных исследований [12].

Первоначальные основные научно-технические направления использования в XX веке электроустановок с МНЭ. Здесь исторически, прежде всего, следует начать с создания в начале XX столетия в дореволюционной России известным русским физиком В.К. Аркадьевым и его сотрудниками в Московском университете имени Шанявского, где он проработал ряд лет после ухода из Московского университета имени Ломоносова, так называемого "генератора искусственной молнии" [8]. Данный генератор содержал МНЭ на базе высоковольтных конденсаторов и представлял собой в соответствии с современной терминологией многокаскадный генератор импульсных напряжений (ГИН) этажерочного типа. В историю высоковольтной импульсной техники этот генератор вошел как ГИН, созданный по классической электрической схеме Аркадьева-Маркса [13]. Одним из направлений практического применения этого генератора с выходным рабочим импульсным напряжением в сотни киловольт стали исследования поведения твердого вещества в мощном переменном (импульсном) электромагнитном поле, получаемом в воздухе от

сильноточного искрового электрического разряда указанного "генератора искусственной молнии". Определенная часть этих экспериментальных исследований нашла свое отражение в монографии профессора В.К. Аркадьева "Электромагнитные процессы в металлах", первая часть которой вышла в "свет" в 1934 году, а вторая – в 1936 году [14].

В 1930 году известный американский физик Ван де Грааф предложил оригинальную конструкцию электростатического генератора – ленточный генератор с МНЭ, способный получать высокие постоянные напряжения уровнем 10 МВ и более при токах до 1 мА [13, 15]. В этом ленточном генераторе накопление электрических зарядов в МНЭ, изолированном от земли, происходит за счет предварительного осаждения положительных (отрицательных) зарядов с помощью коронного разряда на движущейся гибкой изоляционной ленте и последующего их транспортирования на ленте и съема с помощью специальных приспособлений в МНЭ. Как правило, этот тип электростатического генератора выполняется закрытого исполнения и работает при заполнении его конструкции элегазом, азотом или смеси азота и углекислого газа под избыточным давлением до 3,0 МПа. Ленточный генератор Ван де Граафа нашел достаточно широкое применение в атомной физике для получения ионных и электронных пучков высокой энергии [15]. Данный тип генератора в тридцатых годах прошлого века был успешно использован выдающимися советскими учеными-физиками И.В. Курчатовым, К.Д. Синельниковым и А.К. Вальтером при создании в Украинском физико-техническом институте (УФТИ), организованном по решению советского правительства в 1928 году (ныне Национальный научный центр "ХФТИ"), новых высоковольтных установок с МНЭ, ускоряющих заряженные частицы, для исследования атомного ядра [8, 16]. В тот период вопросам создания в СССР научно-технической базы ядерной физики уделялось огромное внимание. Построенный в г. Харькове на территории УФТИ ускоритель на базе генератора Ван де Граафа на номинальное постоянное напряжение 5 МВ (диаметр шаров ускорителя составлял 10 м, длина ускорительной трубки была равна 15 м, а давление газа в этой ускорительной трубке составляло $4 \cdot 10^{-6}$ мм.рт.ст.) впервые в бывшем СССР обеспечивал получение высокоэнергетических протонов с энергией до 2,5 МэВ. На этом электростатическом ускорителе протонов были успешно осуществлены первые ядерные реакции по расщеплению в СССР атомных ядер вещества, имевшие важное научно-фундаментальное и оборонное значение.

В 1950 году физиком Н.Ю. Фелиси был разработан электростатический генератор роторного типа, являющийся определенной модификацией дисковой электрофорной машины Хольча и ленточного генератора Ван де Граафа [15]. В генераторе Фелиси движущаяся лента была заменена на вращающийся круглый барабан из изоляционного материала. Рабочий диапазон выходных постоянных напряжений в нем (генераторе Фелиси) составляет от 50 до 750 кВ (при токе до 10 мА), причем его верхняя граница могла быть достижима только при закрытом исполнении генератора с использованием газа под давлением (в большинстве случаев азота).

В начале тридцатых годов XX века МНЭ на основе высоковольтных конденсаторов начали употребляться в силовой электроэнергетике для компенсации реактивных потерь мощности в электрических сетях промышленного назначения [17]. Основным техниче-

ским требованием к таким МНЭ была их высокая надежность, обеспечивающая длительную безремонтную эксплуатацию данных электроустановок с конденсаторными батареями в промышленных энергосистемах. Следует заметить, что согласно мировой истории развития высоковольтного аппаратостроения создание ГИН пошло с определенным опережением по отношению к разработке и созданию генераторов импульсных токов (ГИТ), содержащих в своем составе МНЭ [17]. Построение электрических схем ГИТ ранее основывалось и в значительной мере основывается и сейчас на использовании в их зарядно-разрядных электрических цепях конденсаторных батарей, реализованных на базе последовательно-параллельно включенных малоиндуктивных высоковольтных конденсаторов.

В 1937 году известный советский ученый А.А. Горев предложил использовать мощные высоковольтные конденсаторные батареи при физическом моделировании электромагнитных процессов в выключающих аппаратах для режима разрыва электроцепей энергетических систем промышленной частоты 50 Гц [17]. На основе этой идеи в бывшем СССР были созданы контура Горева, обладающие МНЭ и обеспечивающие получение эквивалентных трехфазных мощностей до 400 МВт (при Ленинградском политехническом институте) и выше 1000 МВт (при Всесоюзном электротехническом институте, г. Москва).

В этот же период (тридцатые годы XX века) в связи с резким увеличением протяженности высоковольтных сетей промышленного назначения и ростом на них грозových аварий, вызванных прямым воздействием на элементы энергетического оборудования атмосферного электричества (молнии), во многих странах мира начали создаваться высоковольтные испытательные электроустановки с МНЭ на базе ГИН на выходное рабочее напряжение до 5 МВ и ГИТ на большие импульсные токи с амплитудой до 500 кА [17]. Данные ГИН и ГИТ с МНЭ на основе конденсаторных батарей были применены для комплексного физического моделирования электромагнитных процессов микро- и миллисекундной длительности, возникающих в электрических аппаратах и газовой изоляции при прямых ударах молнии в электроустройства промышленных энергосистем.

2. СОВРЕМЕННЫЕ ЭЛЕКТРОУСТАНОВКИ С МНЭ И ОБЛАСТИ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ

Начиная с шестидесятых годов XX столетия, в связи с насущными запросами ведущих научных и технических областей (прежде всего, экспериментальной физики, квантовой электроники, физики плазмы, ракетно-космической техники, импульсной светотехники, ядерной физики, астрофизики и др.), решением по линии военных ведомств важных электрофизических задач для укрепления обороноспособности стран Варшавского договора и НАТО и развитием промышленных высоких технологий (например, обработки металлов давлением сильного магнитного поля, обеззараживания питьевой воды и сточных вод, нанотехнологий и др.) в ведущих государствах мира обозначился существенный рост финансовых средств, выделяемых из госбюджета и направляемых частными фирмами на разработку и создание специальных электроустановок с МНЭ [17, 18]. Электрические схемы построения таких установок с МНЭ, как правило, содержали в своем составе следующие основные элементы (рис. 2): ГИН (ГИТ), формирующее устройство (ФУ), сильноточный коммутатор (СК), систему поле-

образования (СП) или передающую линию (ПЛ) и электрическую нагрузку (ЭН).

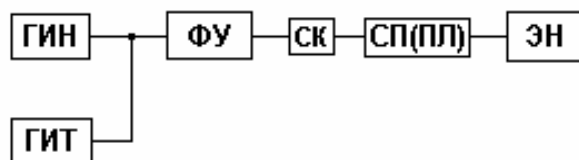


Рис. 2. Блок-схема построения современной высоковольтной электроустановки с МНЭ

Эти электроустановки с МНЭ использовались, в основном, для [18,19]: во-первых, генерирования мощных электронных пучков с последующим их применением в атомной физике, в установках по термоядерному синтезу и при определении стойкости радиоэлектронной аппаратуры к воздействию ионизирующих излучений; во-вторых, накачки мощных квантовых генераторов (лазеров и мазеров), применяемых для получения высокотемпературной плазмы, необходимой при решении проблемы термоядерного синтеза; в-третьих, формирования в воздушных рабочих объемах (от единиц м³ до десятков тысяч м³) мощных электромагнитных полей с заданными АВП и проведения полномасштабных электромагнитных испытаний различных объектов в сборе гражданского и военного назначения с целью определению их электромагнитной стойкости к воздействию МЭМП; в-четвертых, решения технологических задач, связанных с формообразованием сильным импульсным магнитным полем металлических деталей сложной геометрической формы и получением исходных мелкодисперсных материалов для порошковой металлургии; в-пятых, проведения физических исследований поведения различных веществ в сильных импульсных электрических и магнитных полях; в-шестых, исследования электрической прочности газовой, жидкой и твердой изоляции в меговольтном диапазоне воздействующего напряжения нано- и микросекундной длительности; в-седьмых, изучения физики сильноточных искровых разрядов в различных изоляционных средах, испытывающих воздействие сверхвысокого импульсного напряжения в нано- и микросекундном временном диапазоне.

Заметим, что в электроустановках с МНЭ, построенных согласно блок-схеме на рис. 2, в качестве импульсных источников питания могут присутствовать как только ГИН (ГИТ) в отдельности, так и оба эти генератора сразу. Поэтому в электроустановке с МНЭ в зависимости от применяемого генератора (ГИН, ГИТ или ГИН плюс ГИТ), содержащего сильноточные разрядники того или иного исполнения, и заданных на ЭН их разработчиками АВП формируемых импульсов тока (напряжения, напряженностей электрического и магнитного полей) указанная блок-схема может видоизменяться и не содержать в своем составе некоторые элементы (например, ФУ и СК). При параллельной работе ГИН и ГИТ на одну общую ЭН, характеризующихся различными уровнями выходного высокого электрического напряжения и предназначенных для формирования соответственно нарастающей и спадающей частей аperiodических импульсов напряжения (тока, напряженностей электромагнитного поля), специалистам из области высоковольтной импульсной техники требуется решать непростые задачи по взаимной электрической развязке и защите от перенапряжений таких источников импульсного питания электроустановок с МНЭ.

В случае использования в соответствии с рис. 2 в электроустановке с МНЭ высоковольтных ГИН и ФУ последнее устройство (ФУ) предназначается для обстреления импульсов напряжения (тока), получаемых от «медленных» (высокоиндуктивных) ГИН, реализованных в большинстве случаев по схеме Аркадьева-Маркса. В связи с чем оно (ФУ) характеризуется быстрой импульсной зарядкой (за 5 мкс и менее) и высокоскоростной разрядкой (за 500 нс и менее) через СК на СП (ПЛ) и ЭН [18,19]. Это дает возможность работать в МНЭ с повышенными градиентами электрического поля в жидкой изоляции ФУ (до 200 кВ/см) и получать на ЭН требуемые АВП электрических величин напряжения, тока, напряженностей электрического и магнитного полей и плотностей электромагнитной энергии. В качестве ФУ при получении импульсов напряжения амплитудой 1 МВ и более применяются одинарные (двойные) коаксиальные формирующие линии (КФЛ) с жидкой изоляцией (как правило, дисцилированная вода или трансформаторное масло). При генерировании в рассматриваемой схеме больших импульсных токов амплитудой 10⁵ А и выше, когда волновое сопротивление накопительной линии должно быть малым (менее 10 Ом), в качестве ФУ используются полосковые линии передачи (ПЛП) с твердым плоским диэлектриком. В приведенной на рис. 2 блок-схеме ПЛ или СП соответственно предназначены для передачи без искажений сформированных ГИН и ФУ импульсов напряжения (тока) в электрически согласованную ЭН (например, в вакуумный диод или активно-индуктивную нагрузку) и формирования в воздушном рабочем объеме напряженностей электрического и магнитного полей с заданными согласно действующим нормам (стандартам) АВП. Как правило, при этом в качестве ПЛ и СП используются соответственно радиочастотные высоковольтные коаксиальные кабели с полиэтиленовой изоляцией общепромышленного применения и воздушные ПЛП с расщепленными и сплошными верхними и нижними оголенными круглыми цилиндрическими и плоскими токопроводами [18, 19].

В качестве реального примера среднегабаритной электроустановки с МНЭ, построенной в конце XX века с применением ГИН на базе высоковольтных конденсаторов и схемы Аркадьева-Маркса и ФУ на 1 МВ, можно указать установку *Maxibeam* (Maxwell Laboratories, USA) [18]. На данной электроустановке была получена пиковая мощность порядка 10¹² Вт при длительности импульса напряжения на ЭН, равной примерно 50 нс. Примером современной крупногабаритной электроустановки с МНЭ, использующей в своем составе ГИН с конденсаторной батареей и ФУ на 15 МВ, может служить известная установка *Aurora* (Physics International Company, USA), на которой была достигнута предельная на сегодня пиковая мощность порядка 10¹³ Вт и на ее ЭН (вакуумном диоде) получена длительность импульса напряжения, равная 100 нс [18]. Отметим, что указанные выше зарубежные электроустановки с МНЭ были достаточно широко использованы в экспериментальной физике при выполнении сложных научно-исследовательских работ в области управляемых термоядерных реакций, получаемых с помощью мощных электронных пучков, а также для световой накачки мощных лазеров.

Примером созданных в последние десятилетия XX века в бывшем СССР современных среднегабаритных электроустановок с МНЭ на выходное напряжение меговольтного диапазона могут служить установки типа *ИЭМИ-12-1*, *ИЭМИ-12-3* (г. Санкт-

Петербург, ныне Россия), *ИЭМИ-6* (г. Сергиев Посад, ныне Россия) и *ИЭМИ-10* на экспериментальной базе НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" (г. Харьков, ныне Украина), предназначенные для воспроизведения в больших воздушных объемах и грунте МЭМП нано- и микросекундного временного диапазона и их дальнейшего применения для проведения натурных испытаний различных объектов с радиоэлектронной и электротехнической аппаратурой на электромагнитную стойкость [20-22]. Данные электроустановки были выполнены с использованием мощных емкостных накопителей энергии (в дальнейшем *C*-накопителей) в соответствии с блок-схемой, приведенной на рис. 2, и в 2002 году вошли в международный реестр *IEC* 61000-4-32 уникального электрофизического оборудования мира [23]. Так, в электроустановке-имитаторе типа *ИЭМИ-12-1* были сформированы в заданном объеме "воздух-грунт" электромагнитные импульсы с временем нарастания 200 нс при длительности импульса на полуспаде до 6 мс [20]. При этом максимальное значение выходного напряжения на ГИН достигало 1,7 МВ. В электроустановке типа *ИЭМИ-12-3* возбуждение многопроводной СП осуществляет-

ся уникальным малоиндуктивным конденсатором с номинальным напряжением 2,5 МВ [20]. На рис. 3 приведен общий панорамный вид отечественной моделирующей электроустановки с МНЭ типа *ИЭМИ-10* с пиковой мощностью около $2 \cdot 10^{12}$ Вт, содержащей после модернизации в 2005 году в своей электрической схеме следующие основные элементы: ГИН на номинальное напряжение 3,75 МВ с запасаемой энергией 0,95 МДж (ГИН-3), ГИН на номинальное напряжение 4 МВ с запасаемой энергией 1,0 МДж (ГИН-4), ФУ на 2,5 МВ (ФУ-2,5), ГИТ на номинальное напряжение 100 кВ с запасаемой энергией 0,84 МДж (ГИТ-100) и ГИТ на номинальное напряжение 5 кВ с запасаемой энергией 0,975 МДж (ГИТ-5) [24].

В 80-х годах XX столетия весьма широкое развитие в мире получила такая прогрессивная технология обработки металлических деталей как магнитно-импульсная штамповка, использующая электроустановки с МНЭ, выполненные с использованием ГИТ на основе высоковольтных малоиндуктивных конденсаторов [6, 25-28]. Для данной промышленной технологии были разработаны и созданы как в бывшем СССР,



Рис. 3. Общий панорамный вид отечественной среднегабаритной электроустановки с МНЭ типа *ИЭМИ-10*

так и за рубежом (например, в США, Германии, Франции, Польше, Венгрии, Японии и других странах мира) магнитно-импульсные установки (*МИУ*) с запасаемой в мощных *C*-накопителях электроэнергией.

В отечественных и зарубежных *МИУ* запасаемая в МНЭ энергия составляет от 5 до 240 кДж (при зарядном постоянном напряжении до 40 кВ), а генерируемые в их разрядной цепи большие импульсные токи затухающей синусоидальной формы достигают амплитуды до 150 кА (при частоте до 120 кГц). Данные электроустановки с МНЭ способны создавать сильные импульсные магнитные поля в рабочей зоне с обрабатываемой металлической заготовкой напряженностью порядка 200 кЭ. НТУ "ХПИ" и его такие научные и учебные структурные подразделения как научно-исследовательская лаборатория НИЛТВН и ПТ, в дальнейшем трансформированная (переросшая) в НИПКИ "Молния", и кафедра "Инженерная электрофизика" занимали с самого начала работ в СССР по магнитной штамповке и занимают сейчас ведущие позиции в области магнитно-импульсной обработки металлов (*МИОМ*). Наш университет являлся раньше и является теперь по существу единственным в Украине научным центром в области *МИОМ*. В настоящее время с помощью усовершенствованных *МИУ* с МНЭ, разрядные контуры которых способны генерировать большие импульсные токи высокой частоты, могут успешно деформироваться как высокоэлектропроводные (например, медные), так низкоэлектропроводные (например, стальные) металлические заготов-

ки. Кроме того, в начале XXI столетия технология *МИОМ* получила свое дальнейшее развитие в НТУ "ХПИ" благодаря определенному успеху по обработке тонкостенных металлов, толщина которых соизмерима или меньше величины токового скин-слоя в обрабатываемой заготовке (например, медных печатных плат для электротехнических схем) [28].

В последние годы в Украине получила развитие новая импульсная электротехнология на основе комплекса высоковольтных импульсных воздействий (*КВИВ*), впервые разработанная и практически внедренная в опытное производство учеными и специалистами-электрофизиками НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" [29-31]. Для практической реализации *КВИВ*-технологии здесь были разработаны и созданы электроустановки с МНЭ для микробиологической обеззараживающей и инактивирующей обработки различных текучих продуктов, включая пищевые продукты, а также для широкополосной электромагнитной импульсной терапии, получения импульсного коронного разряда с зоной ионизации, занимающей большую часть разрядного промежутка, и генерации с его (коронного разряда) помощью озона. В этих электроустановках с МНЭ и рабочим ресурсом до 10^{11} включений (импульсов) используются специальные генераторы высоких импульсных напряжений, импульсные трансформаторы и конденсаторы, искровые и коронные разрядники, СП, системы обострения фронтов импульсов и увеличения пиковой электрической мощности, позволяющие в рабочих камерах с обраба-

тываемым материалом достигать напряженностей импульсного электрического поля до 100 кВ/см и длительностей их фронтов от 20 нс до 0,1 нс при длительностях высоковольтных импульсов напряжения (электрического поля) – не более нескольких микросекунд [29, 31]. Эти электроустановки обеспечивают подачу на рабочие камеры крутых и коротких импульсов напряжения амплитудой до 120 кВ при частоте их следования до 500 Гц. Производительность подобных электроустановок с МНЭ при обработке текучих продуктов в потоке достигает 1 м³/час [30].

В настоящее время отдельный класс электроустановок с МНЭ составляют высоковольтные установки для комплексного проведения электромагнитной диагностики состояния заземляющих устройств (ЗУ) действующих электроэнергетических объектов [32-34]. С этой целью были разработаны и созданы специальные источники питания и измерительные средства типа *КДЗ-1У* и *ИКП-1*, внесенные в 2000 году в государственный реестр России, а в 2004 и в 2005 годах – в реестр Украины [33]. Определяющий вклад в развитие этого направления научно-технической деятельности по обследованию ЗУ высоковольтных подстанций и линий электропередачи промышленных энергосистем под напряжением был внесен сотрудниками Московского энергетического института (Россия) и НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" (Украина).

3. ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ С МНЭ

На рис. 4 приведен общий вид уникального ГИН на номинальное напряжение 14 МВ (ГИН-14), предназначенного для формирования на ЭН импульсов напряжения мегавольтного уровня с длительностью фронта от 1 до 250 мкс и длительностью импульса на половине амплитуды от 10 мкс до 20 мс [35].



Рис. 4. Общий вид ГИН наружной установки на номинальное напряжение 14 МВ с запасаемой энергией в 2,24 МДж

Зарядно-разрядный контур (ЗРК) данного стационарного ГИН этажерочного типа был реализован по схеме Аркадьева-Маркса, а сам генератор построен в конце 20-го столетия на экспериментальной базе (полигоне) НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ". ГИН-14 состоит из 56 каскадов (по 8 каскадов на каждый из семи этажей, имеющих высоту 6,1 м и наружный диаметр 13 м), каждый из которых содержит один многоззорный искровой коммутатор типа МЗК-250 и восемь высоковольтных малоиндуктивных конденсаторов типа КИМ-35 в металлическом корпусе емкостью 0,64 мкФ на номинальное напряжение 125 кВ (собственная индуктивность-370 нГн) разработки нашего института [35]. В ГИН-14 в качестве основного элемента изоляционной несущей конструкции (ИНК) был использован опорный фарфоровый изолятор типа КО-110-2000 со специальными литыми металлическими фланцами, опорные поверхности которых после армирования на рубашке изолятора были обработаны с точностью до 50 мкм. Основным монтажным элементом ИНК данного генератора являлась стойка высотой 3 м, состоящая из 10 изоляторов указанного типа и трех металлических тумб (одной средней и двух крайних). Общее количество использованных в ИНК ГИН-14 опорных изоляторов типа КО-110-2000 составило 1680 шт., каждый из которых характеризовался разрушающей механической нагрузкой при осевом сжатии в 200 т. Снаружи ГИН-14 для защиты от прямых атмосферных осадков был обшит рулонным стеклопластиком типа РЭМ толщиной 0,8 мм и частично (до 25%) листовым витринным стеклом толщиной 10 мм.

На рис. 5 представлен общий вид стационарного ГИН этажерочного типа на номинальное напряжение 4 МВ (ГИН-4) и запасаемую энергию в 1 МДж [36].



Рис. 5. Общий вид ГИН наружной установки на номинальное напряжение 4 МВ с запасаемой энергией в 1 МДж

ЗРК ГИН-4 (рис. 6) содержит 16 каскадов, в состав каждого из которых (за исключением первого от земли каскада) входит один неуправляемый воздушный двухэлектродный шаровой разрядник $\varnothing 125$ мм и

восемь высоковольтных конденсаторов в металлическом корпусе типа КБМГ-125/1 (напряжение 125 кВ, емкость 1 мкФ) разработки НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ". Индуктивность разрядной цепи ГИН-4 составляет около 80 мкГн, а емкость в разряде такого генератора – 0,125 мкФ [24, 36]. Активное сопротивление цепи разряда ГИН-4, определяемое успокоительными (демпфирующими) резисторами, равно 4,5 Ом. В зависимости от АВП формируемых импульсов напряжения (тока) эти резисторы могут быть сравнительно легко выведены из ЗРК генератора.

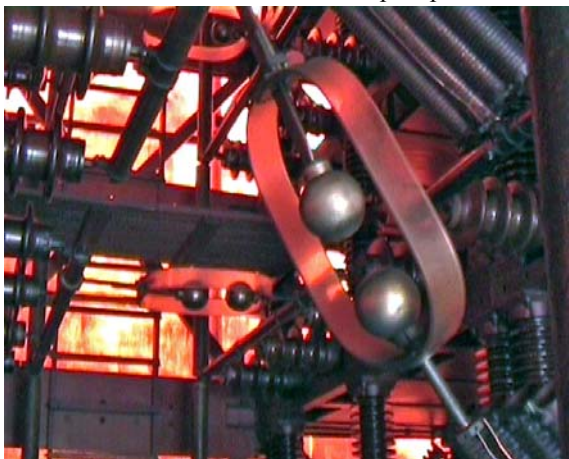


Рис. 6. Элементы ЗРК в ГИН на номинальное напряжение 4 МВ с запасаемой энергией в 1 МДж

Конденсаторы типа КБМГ-125/1 в рассматриваемом генераторе импульсов сверхвысокого напряжения общим количеством в 128 шт. расположены на 16 металлических горизонтальных полках, соединенных поэтажно через высоковольтные разрядные резисторы номиналом в 110 кОм с землей. Первый каскад ГИН-4 содержит управляемый трехэлектродный разрядник (тригatron), запускаемый от генератора пусковых импульсов (ГПИ) напряжения на 10 кВ. Срабатывание тригatronа первого каскада в ГИН-4 за счет возникающих перенапряжений на остальных выше размещенных каскадах обеспечивает покаскадное срабатывание его оставшихся 15 воздушных шаровых разрядников на 125 кВ. С помощью данного генератора опытным путем были получены импульсы напряжения со скоростью нарастания до $4 \cdot 10^{12}$ В/с и импульсы тока со скоростью нарастания до $5 \cdot 10^{10}$ А/с [36].

На рис.7 показан общий вид созданного в 2006 году сотрудниками НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" передвижного ГИН этажерочного типа на номинальное напряжение 1,2 МВ (ГИН-1,2), который работает на "воздухе" и имеет следующие технические характеристики: выходное рабочее напряжение 1 МВ, емкость в "ударе" 20,8 нФ, запасаемая энергия 15 кДж, собственная индуктивность 6 мкГн (удельная индуктивность – до 5 мкГн/МВ), активное сопротивление низкоиндуктивных демпфирующих резисторов 48 Ом. Данный ГИН, построенный по классической схеме Аркадьева-Маркса, предназначен для генерирования на испытываемом техническом объекте (например, на высоковольтном опорном изоляторе) стандартных (согласно требованиям межгосударственного ГОСТ 1516.2-97) и нестандартных грозовых и коммутационных волн напряжения амплитудой от 190 до 1000 кВ [37, 38]. Коммутируемые в ГИН-1,2 импульсные разрядные токи достигают предельных значений (до 50 кА) для используемых в нем промышленных высоковольтных импульсных конденсаторов типа ИК-100-0,25У4,

имеющих изоляционный корпус и характеризующихся ресурсом до $5 \cdot 10^4$ циклов "заряд-разряд". Отличительной особенностью этого ГИН является то, что он сравнительно легко и быстро обслуживается, демонтируется и транспортируется к объекту испытаний (при высоте ИНК в 3,3 м вес генератора не превышает 650 кг). Кроме того, примененные в ЗРК данного ГИН многозонарные искровые коммутаторы на 100 кВ (МЗК-100) обладают широкой зоной коммутации ΔU (до 0,75), что обеспечивает для одной настройки в них размеров воздушных искровых промежутков их надежное срабатывание при весьма большом диапазоне изменения постоянного зарядного напряжения каждого из 12 каскадов генератора [38].



Рис. 7. Общий вид передвижного ГИН на номинальное напряжение 1,2 МВ с запасаемой энергией в 15 кДж

В [39] описана конструкция ГИН на номинальное напряжение 4,5 МВ (ГИН-4,5М) с горизонтальным расположением каскадов для быстрой зарядки (за время не более 0,5 мкс) маслонаполненной КФЛ на 5 МВ. Генератор ГИН-4,5М с запасаемой энергией в 162 кДж содержит 25 размещенных в минеральном масле каскадов на 180 кВ, каждый из которых имеет один газонаполненный разрядник под избыточным давлением до 1,2 МПа и четыре высоковольтных импульсных конденсатора типа ИК-100-0,4У4 в изоляционном корпусе. Общее количество этих конденсаторов в данном генераторе равно 100 шт. Емкость в "разряде" ГИН-4,5М составляет 16 нФ, собственная индуктивность не превышает 25 мкГн, а суммарное активное сопротивление демпфирующих (успокоительных) резисторов принимает значение около 120 Ом [39]. ГИН-4,5М был использован в составе импульсного источника питания сверхвысокого напряжения для крупногабаритной испытательной электроустановки типа *ГИНТ-12-30* [22].

Важной электротехнической задачей при создании высоковольтных электроустановок с МНЭ является получение малых значений удельной индуктивности их разрядных цепей. В [40] приведены схемные и технические решения, направленные на решение данной задачи применительно к разработке перспективных конструкций ГИН мегавольтного диапазона наружной установки. Описанные в [40] решения позволяют в работающих на "воздухе" ГИН на номинальное напряжение от 1,2 до 4,0 МВ достигнуть численных значений их удельной собственной индуктивности, составляющих от 2,5 до 3,5 мкГн/МВ. Меньшие удельные значения собственной индуктивности ГИН могут быть получены только при размещении их ЗРК в жидком диэлектрике или газе под избыточным давлением [18, 39].

4. ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСНЫХ ТОКОВ С МНЭ

В [6, 17-19] кратко в исторической последовательности рассмотрены многочисленные конструкции ГИТ, содержащих в своем составе МНЭ, базирующиеся на C – накопителях и индуктивных (магнитных) или L – накопителях энергии. Наибольший интерес для нас представляют конструкции современных ГИТ, входящих в состав таких известных зарубежных мощных электроустановок как "*Фарос*", "*Сцилла*", "*Изар*" и "*Сциллак*". Запасаемая энергия в C – накопителях указанных электроустановок при их зарядном постоянном напряжении от 20 до 70 кВ составляет от 1 до 10 МДж. Получаемые с их помощью импульсные мегаамперные токи микросекундного временного диапазона достигают рекордных на сегодня амплитудных значений от 12 до 150 МА и используются в экспериментальной физике для исследования линейного и тороидального тетапинча [6, 17].

Из отечественных мощных ГИТ, построенных на C – накопителях энергии, нами могут быть указаны конструкции генераторов типа ГИТ-5 и ГИТ-100, сооруженных в конце XX века на экспериментальной базе НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" [24]. Эти ГИТ являются и на настоящее время самыми мощными в Украине и имеют соответственно значения запасаемой энергии, равные 0,975 и 0,84 МДж. ГИТ-5 содержит 557 шт. параллельно соединенных высоковольтных конденсаторов типа ИМ2-5-140 на номинальное напряжение 5 кВ и емкость 140 мкФ. На данном ГИТ при его общей емкости в "разряде" 77,98 мФ был получен аperiodический ток миллисекундного диапазона амплитудой до 30 кА, используемый при электро-

магнитных испытаниях технических объектов общепромышленного и оборонного назначения. На рис. 8 представлен общий вид C – накопителя мощного ГИТ-100, содержащего в своем составе 224 шт. параллельно-последовательно соединенных высоковольтных конденсаторов типа ИК-50-3 на номинальное напряжение 50 кВ и емкость 3 мкФ. Общая емкость в "разряде" двух последовательно включенных групп его конденсаторов (по 112 шт. параллельно включенных емкостных накопителя в каждой группе) составляет 168 мкФ. Достигнутая с помощью ГИТ-100 амплитуда разрядного аperiodического тока миллисекундной длительности в цепи с высокоиндуктивной RL – нагрузкой составила до 35 кА. Этот ГИТ практически используется при испытаниях различных объектов гражданского и военного назначения на электромагнитную стойкость к воздействию МЭМП.



Рис. 8. Общий вид высоковольтных элементов мощного C –накопителя отечественного ГИТ-100 с запасаемой энергией в 840 кДж

Определенного внимания для специалистов в области техники и электрофизики высоких напряжений (больших токов) заслуживает мощный ГИТ при запасаемой энергии в 190 кДж, недавно разработанный и созданный в НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" [41, 42]. В основу построения этой уникальной для Украины высоковольтной электроустановки с секционированным МНЭ была положена известная схема Фитча-Говела [1]. Данный ГИТ содержит 12 конденсаторных секций, каждая из которых состоит из восьми последовательно включенных высоковольтных импульсных малоиндуктивных конденсаторов типа КИМ-120 собственного изготовления [42]. Номинальное напряжение примененного конденсатора типа КИМ-120 составляет 55 кВ, его электрическая емкость – 1,3 мкФ, а собственная индуктивность – 10 нГн. Данный конденсатор был разработан и создан в отделении силового конденсаторостроения упомянутого выше института, рассчитан на работу с ресурсом 10^5 циклов "заряд-разряд" при максимальном значении его разрядного тока в 170 кА. Длина конденсаторной секции в радиальном направлении генератора была равна около 1,2 м, а радиус окружности зоны размещения элементов ГИТ (без учета габаритных размеров выходных силовых разрядников, размещенных по круговому периметру за пределами емкостных секций) – примерно 2,4 м. Опытные значения индуктивности разрядного контура одной конденсаторной секции составили 142 нГн. При разряде конденсаторных секций указанного мощного ГИТ на эквивалент индуктивной нагрузки в 50 нГн был экспериментально получен аperiodический импульс тока амплитудой 2 МА и длительностью до 0,7 мкс [41, 42]. Указанный мощный ГИТ в настоящее время используется при проведении специальных исследований в области экспериментальной физики.

Продолжение следует...

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПОПЕРЕЧНОЙ СТРУКТУРЫ НЕЗАПОЛНЕННЫХ И ЗАПОЛНЕННЫХ ТЕЛЕФОННЫХ КАБЕЛЕЙ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ПРЯМЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ЕМКОСТИ И ТАНГЕНСА УГЛА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ

Беспрозванных А.В., к.т.н., доц.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, кафедра "Электроизоляционная и кабельная техника"

тел. (057) 707-60-10, E-mail: Bezprozvannykh@kpi.kharkov.ua

Виконано аналіз результатів прямих вимірювань електричної ємності та тангенсу кута діелектричних втрат незаповнених та заповнених гідрофобним желе телефонних кабелів з поліетиленовою ізоляцією. Встановлено, що заповнення осердя призводить до збільшення робочої ємності пар на 10%. Гідрофобний заповнювач нерівномірно розподіляється в поперечній структурі кабеля, про що свідчить більший розброс тангенса кута діелектричних втрат заповнених кабелів.

Выполнен анализ результатов прямых измерений электрической емкости и тангенса угла диэлектрических потерь незаполненных и заполненных гидрофобным желе телефонных кабелей с полиэтиленовой изоляцией. Установлено, что заполнение сердечника приводит к увеличению рабочей емкости пар на 10%. Гидрофобное заполнение неравномерно распределяется в поперечной структуре кабеля, о чем свидетельствует больший разброс тангенса угла диэлектрических потерь заполненных кабелей.

ВВЕДЕНИЕ

Существующие конструкции телефонных кабелей имеют в сердечнике значительный свободный объем. Так, в кабеле с полиэтиленовой изоляцией и полиэтиленовой защитной оболочкой ТПП 50×4×0,4 свободный объем составляет 100 см³ на один погонный метр длины. При изготовлении кабелей, транспортировке и хранении, прокладке и эксплуатации в этом объеме может накапливаться гигроскопически связанная вода [1-5]. Наиболее эффективным решением проблемы влагозащиты кабелей является заполнение сердечника гидрофобным желе. Желе вводится в сердечник кабеля, проходящего через герметизированную ванну перед наложением экрана, под давлением до 1,5 МПа. В качестве заполнителя используются композиции из продуктов перегонки нефти - петролатум, часто с добавлением полиэтилена (таблица 1) [3]. Вытеснение воздуха и заполнение сердечника кабеля жидким гидрофобным заполнителем (ЖГЗ) приводит к увеличению емкости пар (таблица 2) и коэффициенту затухания (таблица 3) [2-4].

Таблица 1

Характеристики ЖГЗ	Значение
Относительная диэлектрическая проницаемость ϵ	2,8
Удельное объемное сопротивление ρ_v , Ом·м	$1 \cdot 10^{12}$
$\text{tg}\delta$ на частоте 100 кГц	$2,3 \cdot 10^{-4}$
Условная вязкость, с	20 -22

Таблица 2

диаметр жилы, мм	Коэффициент затухания кабеля СТПАПБП α , дБ/км на частоте для кабелей					
	Без гидрофобного заполнения			С гидрофобным заполнением		
	1 кГц	512 кГц	1024 кГц	1 кГц	512 кГц	1024 кГц
0,4	1,9	19,5	27,2	2,0	20,8	29,1
0,5	1,5	16,7	23,4	1,6	18,0	25,2

Таблица 3

Электрические параметры специальных телефонных кабелей со сплошной полиэтиленовой изоляцией типа СТПАПБП

Параметры	Норма
Электрическое сопротивление изоляции жил на постоянном токе на 1 км, Мом, не менее: - для кабелей без гидрофобного заполнения (для 100% значений) - для кабелей с гидрофобным заполнением	6500 5000
Рабочая емкость на частоте 0,8 или 1 кГц на 1 км, нФ: - для кабелей без гидрофобного заполнения (для 100% значений) - для кабелей с гидрофобным заполнением	45 ± 5 50 ± 5
Испытательное напряжение в течение 1 мин, В на постоянном токе: - между жилами рабочих пар - между жилами и экраном - между жилами и алюминиевой оболочкой	1500 3000 (до 315 В постоянного тока) 750 (до 200 В постоянного тока) 7500

Цель статьи – сравнительный анализ поперечной структуры незаполненных и заполненных гидрофобным желе телефонных кабелей пучковой скрутки по результатам прямых измерений емкости и тангенса угла диэлектрических потерь.

ЧИСЛЕННЫЙ РАСЧЕТ РАБОЧЕЙ ЕМКОСТИ ПАРЫ

Основу симметричного кабеля составляют два идентичных проводника (рис. 1), расположенных параллельно друг другу либо скрученных с определенным шагом (витая пара). Рабочая (эффективная) емкость C_e одиночной пары (рис. 2) включает в себя взаимную (частичную) емкость (C_{12}) изоляционного про-

межутка между жилами 1 и 2 и собственные емкости жил 1 и 2 (C_{11} , C_{22}), включенные последовательно:

$$C_e = C_{12} + \frac{C_{11} \cdot C_{22}}{C_{11} + C_{22}} = C_{12} + \frac{1}{2} C_{11} \quad (1)$$

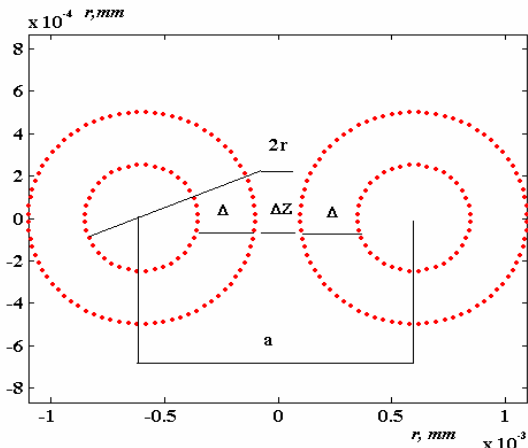


Рис. 1. Развертка пары симметричного кабеля: $2r$ – диаметр токопроводящей жилы, a – расстояние между центрами жил; Δ – толщина изоляции, ΔZ – зазор между проводниками

Она определяется как [1-2, 5]:

$$C_p = \frac{\pi \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_{\text{ЭКВ}}}{\ln \frac{a - r}{r}} \quad (2)$$

где $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – электрическая постоянная, $\epsilon_{\text{ЭКВ}}$ – эффективная (эквивалентная) диэлектрическая проницаемость изоляции пары, учитывающая как собственно твердую изоляцию (ϵ_d), так и зазора между ними (ϵ_b).

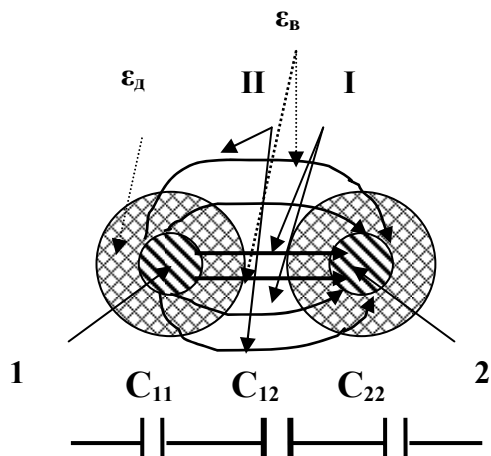


Рис. 2. Собственные (C_{11} и C_{22}) и взаимные (C_{12}) емкости двух жил

В (2) вычисление $\epsilon_{\text{ЭКВ}}$ связано с определением объема, занятого воздухом, между проводниками (ΔZ , силовые линии I). Силовые линии электрического поля, выходящие из жилы 1, часть пути проходят как по твердому диэлектрику (ϵ_d), так и по воздуху (ϵ_b) даже при отсутствии воздушного зазора между изолированными жилами ΔZ (рис. 2, силовая линия II).

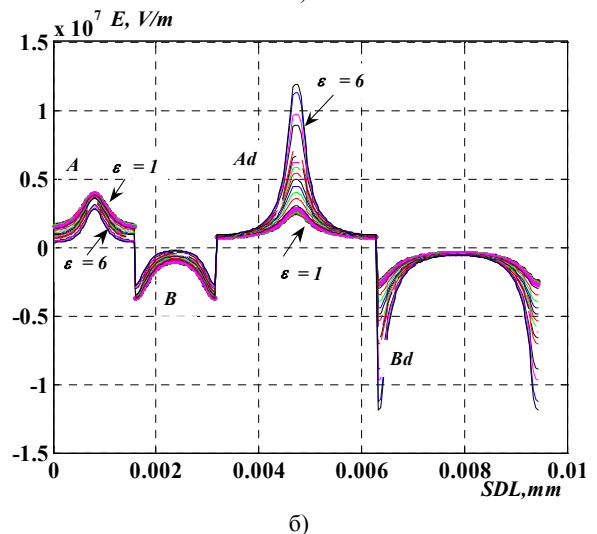
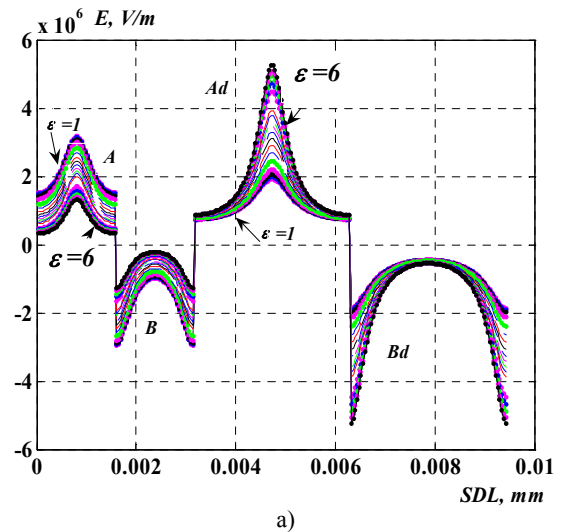


Рис. 3. Развертки напряженности поля по поверхностям жил витой пары (A, B) и их изоляции (Ad, Bd). Относительная диэлектрическая проницаемость изоляции жил варьировалась от $\epsilon_2 = 1$ до $\epsilon_2 = 3$. Диаметры проводников 0,5 мм, толщина изоляции 0,25 мм, воздушный зазор между изолированными жилами 0,1 мм (а) и 0,01 мм (б).

Испытательное напряжение 1500 В. С ростом относительной диэлектрической проницаемости изоляции жил уменьшается напряженность на поверхностях жил (эффект градирования) и возрастает – на поверхности изоляции

Расчет электрического поля пары численным методом (рис. 3) учитывает "траекторию" силовой линии при ее прохождении, как твердой изоляции, так и воздуха [6]. Напряженность на поверхности изолированной полиэтиленом ($\epsilon = 2,2$) жилы возрастает на 70% при уменьшении воздушного зазора с 0,1 до 0,01 мм. Рабочая емкость, определенная численным методом, возрастает на 28%. Рассчитанная по (2) – на 10%. Расхождение между емкостями, найденными в результате численного расчета C_e и по (2) C_p , составляет 18% (рис. 4). Корректировочный коэффициент K_p , учитывающий расхождение между емкостями, наименьший в области малых значений диэлектрических проницаемостей и при малом воздушном зазоре между проводниками (более плотном их прилегании, малом шаге скрутки) (рис. 4).

$K_p = C_p / C_e$

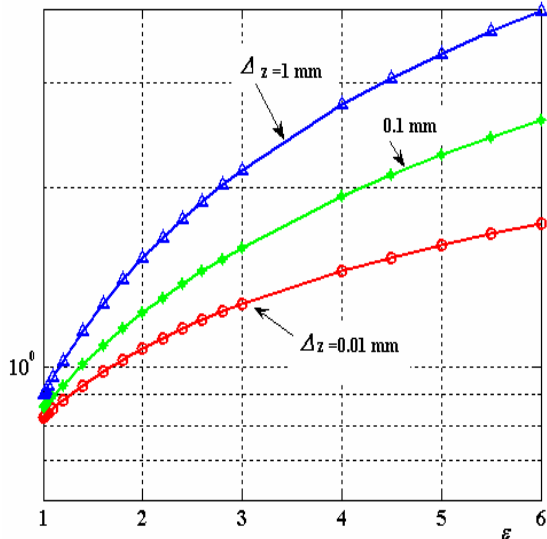


Рис. 4. Влияние материала изоляции на рабочую емкость витой пары при разных величинах воздушного зазора Δz

МЕТОД ИЗМЕРЕНИЙ

Рабочие емкости телефонных кабелей измеряются в соответствии с ГОСТ 10786 -72 приборами с двумя клеммами. Жилы 1 и 2 (рис. 2) подключаются к зажимам моста непосредственно или через соединительные провода. Противоположный конец измеряемой цепи разомкнут. Все остальные цепи (жилы), экран и металлическая оболочка кабеля заземляются. **Заземление не отводит мимо измерительной цепи мешающие токи рядом расположенных изоляционных промежутков. В результате измеряется не рабочая, а совокупная емкость** (см. таблицу 2). Результаты измерений усложняют анализ состояния изоляции пар, как в процессе изготовления, так и эксплуатации.

В прямом методе измерений емкости и тангенса угла диэлектрических потерь используются 3 клеммы измерителя (например, измерителя иммитанса E7-14, E7-15): две - измерительные, одна - экранирующая. Измерительные клеммы подключаются к выбранной частичной емкости - изоляционному промежутку, например, к жилам пары, любой жиле и экрану. Экранирующая - к общей точке соединения всех остальных частичных емкостей. Наличие экранирующей клеммы позволяет отвести токи мешающих емкостей мимо измерительной цепи прибора. Эти токи не оказывают влияния на результаты измерений. Измеряется только выбранная, истинная, частичная емкость. Так, при измерении емкости C_{12} изоляционного промежутка между жилами 1 и 2 (рис. 2) прибором с двумя клеммами и третьим экранирующим собственными емкости C_{11} и C_{22} отводятся мимо измерительной цепи и не оказывают влияния на результаты измерений:

$$C_{\text{изм}} = C_{12}$$

Емкость изоляционного промежутка между парами, измеренная прибором с тремя клеммами, будет в два раза меньше, измеренной прибором с двумя клеммами и заземленными остальными элементами кабеля.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ

Тестовые образцы - два образца телефонных кабелей пучковой скрутки с диаметром токопроводящих жил 0,5 мм идентичной конструкции, предназначенные для реализации технологии "последней мили", с шагами скруток пар 40 - 30 мм [3]. В ранее изготавливаемых телефонных кабелях абонентской сети шаги скруток пар составляли от 300 до 100 мм [1]. Первый образец - без заполнения длиной 1,80 м, второй - с гидрофобным заполнением длиной 1,85 м. Одинаковая длина образцов необходима для корректного сравнения измеряемых параметров (рис. 5). Сканирование поперечной структуры выполнено прямым методом. В таких кабелях 20 жил и один общий экран, т.е. 210 изоляционных промежутков (частичных емкостей). Только 10 из них - промежутки между жилами, составляющими пары.

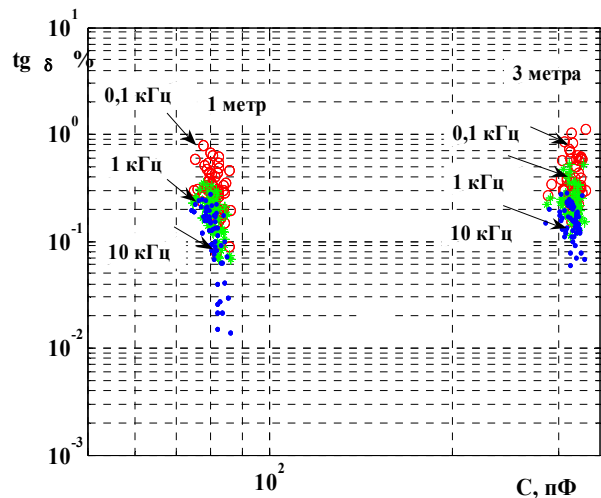


Рис. 5. Среднестатистическое усреднение емкости и тангенса угла диэлектрических потерь образцов кабеля ТППЗ-10х2х0,5 разной длины

На рис. 6 - 10 представлены результаты измерений частичных емкостей и $\text{tg} \delta$ изоляционных промежутков тестовых образцов. Для заполненного кабеля подавляющая часть значений емкостей изолированных жил смещена в область больших значений (см. рис. 7, 1г), а незначительная - на том же уровне, что и для незаполненного кабеля (рис. 7, 1). Это связано с тем, что на поверхности этих жил нет гидрофобного желе. Для незаполненного кабеля емкости жил на экран меньше, чем емкости пар (рис. 8, 2 и 3). Для заполненного кабеля - наоборот: емкости жил на экран больше, чем емкости пар.

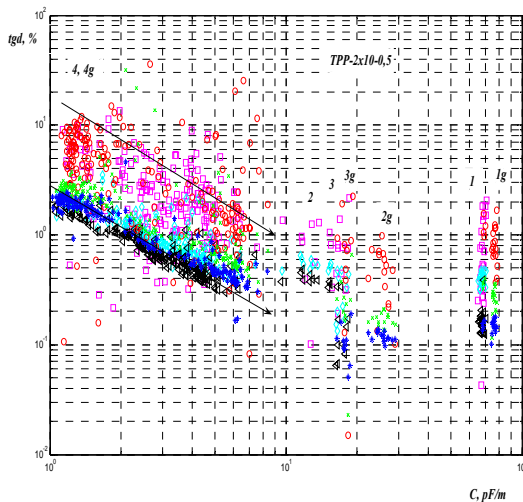


Рис. 6. C – tgδ диаграмма образцов кабелей ТПП-2x10 – 0,5 без гидрофобного заполнения (1 – 4) и с ним (1g – 4g). Частоты измерений: 0,1 кГц (‘o’, ‘s’), 1 кГц (‘x’, ‘^’), 10 кГц (‘*’, ‘p’)

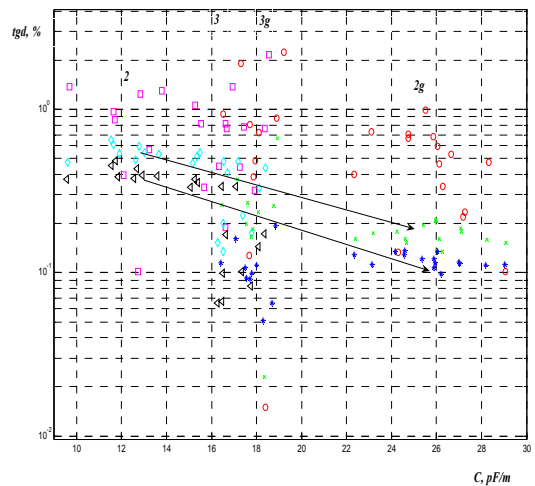


Рис. 8. То же, что на рис.7, но для областей: 2, 2g – емкости жил на экран; 3, 3g - емкости пар. Видны значимые отличия по емкости и тангенсу угла диэлектрических потерь на частотах 1 и 10 кГц (показаны стрелками)

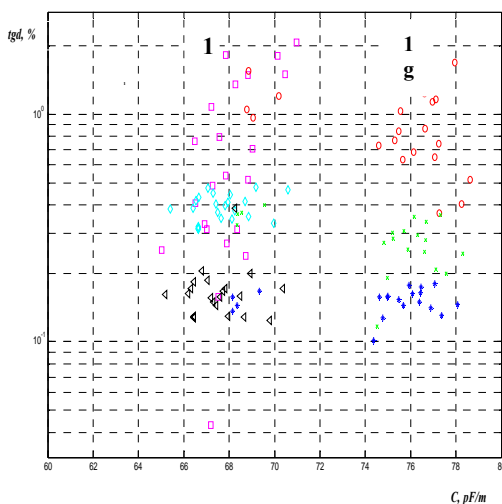


Рис. 7. Параметры частичных емкостей образцов кабелей ТПП-2x10-0,5 без гидрофобного заполнения (1) и с ним (1g). Область собственных емкостей изолированных жил. Видны значимые отличия по емкости и тангенсу угла диэлектрических потерь на частоте 1 кГц

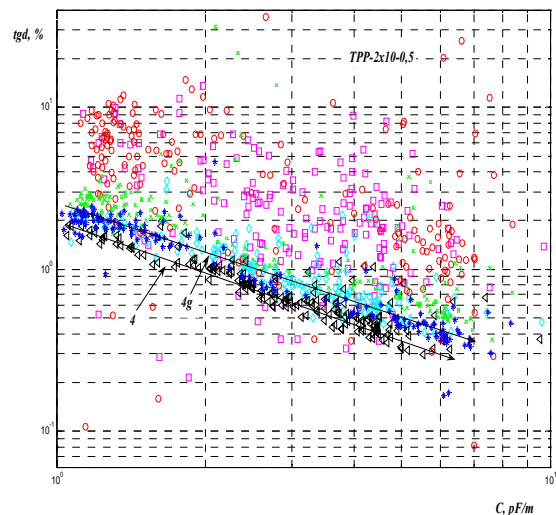


Рис. 9. То же, что и на рис. 7, но для области взаимных емкостей между жилами: 4 – без гидрофобного заполнения; 4g – с гидрофобным заполнением

Вытеснение воздуха ($\epsilon_v = 1$) и заполнение свободного объема гидрофобом между проводниками и экраном ($\epsilon_r > 2$) выражено в большей степени, чем между парами проводников. Причина - свободный объем между проводниками пар мал из-за более плотного взаимного расположения (см. рис. 8, 3 и 3g).

Для рассмотренных областей тангенс угла диэлектрических потерь заполненного кабеля имеет меньшие значения по сравнению с незаполненным, особенно для частоты измерений 1 кГц (рис. 7–9). **Очевидно, что в незаполненном кабеле в свободном объеме присутствует гигроскопически связанная влага [7].** Влага могла попасть внутрь сердечника в процессе изготовления кабеля. Для области взаимных областей между проводниками, в том числе для проводников, удаленных от экрана, tgδ заполненного кабеля больше, чем у незаполненного (рис.10).

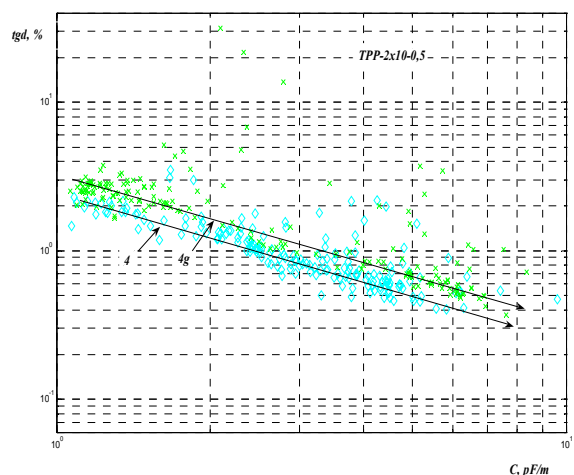


Рис. 10. То же, что и на рис. 9, но для частоты измерений 1 кГц: 4 – без гидрофобного заполнения; 4g – с гидрофобным заполнением

Это может быть связано с конденсацией влаги (росой) на поверхности полиэтилентерефталатной пленки, скрепляющей сердечник кабеля. Сравнение результатов измерений $\text{tg}\delta$ заполненного и незаполненного образцов кабелей показывает, что различие выборок на всех трех частотах измерений значимое (рис. 12–13). Вероятность случайного отличия (Prob) равна 0.

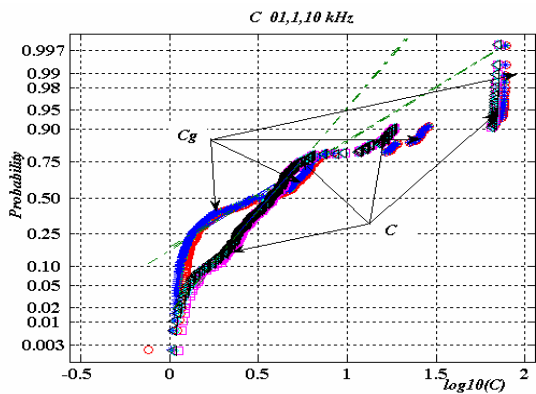


Рис. 11. Интегральные функции распределения значений емкости образцов кабелей ТПП-2х10-0,5 без гидрофобного заполнения (C) и с ним (Cg)

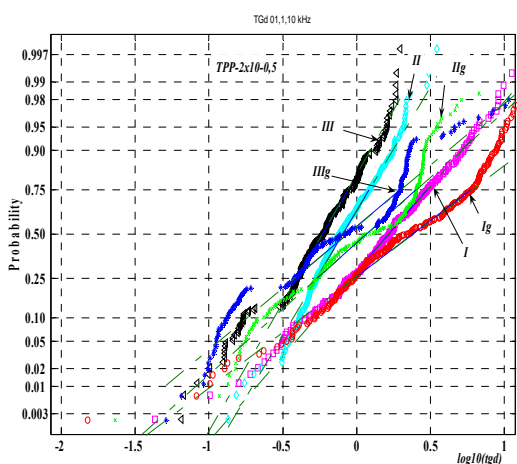


Рис. 12. Интегральные функции распределения $\text{tg}\delta$ изоляционных промежутков образцов кабелей ТПП-2х10-0,5 без гидрофобного заполнения (I, II, III) и с ним (Ig, IIg, IIIg). Частоты измерений: 0,1 кГц - I, Ig; 1 кГц - II, IIg; 10 кГц - III, IIIg

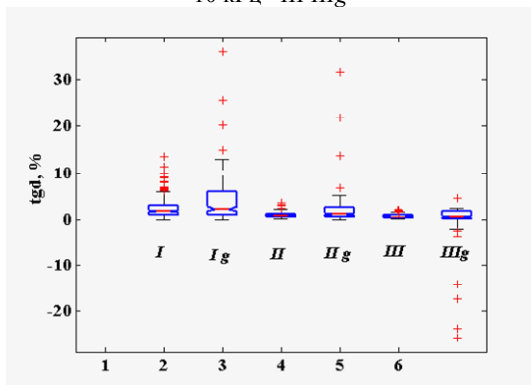


Рис. 13. Статистический анализ результатов прямых измерений $\text{tg}\delta$ образцов кабелей ТПП-2х10-0,5 без гидрофобного заполнения (I, II, III) и с ним (Ig, IIg, IIIg) (Частоты измерений: 0,1 кГц - I, Ig; 1 кГц - II, IIg; 10 кГц - III, IIIg) Различие выборок - значимое (Prob=0)

ВЫВОДЫ

1. Рабочие емкости витых пар симметричных кабелей, определяемые по (2), имеют завышенные значения, особенно для изоляции на основе поливинилхлоридного пластика и больших шагов скруток (рис. 4). Нормы на рабочую емкость пары отражают влияние рядом расположенных пар, конструктивных металлических элементов. Совокупная емкость пар оправдана с точки зрения передачи информационных сигналов.

2. Численный расчет рабочей емкости C_e пар позволяет найти, как взаимную емкость C_{12} между изолированными жилами, так и собственные емкости каждой жилы ($C_{11} \approx C_{22}$). Полученный корректировочный коэффициент K_p дает возможность определить эффективную рабочую емкость витой пары при любом воздушном зазоре (шаге скрутки) и материале изоляции (см. рис. 4).

3. При прямом методе измерений с 3-мя электродами мешающие токи рядом расположенных жил, экранов, металлических оболочек отводятся мимо измеряемой цепи и не влияют на результаты измерений.

4. Диэлектрическое сканирование поперечной структуры кабелей позволяет анализировать состояние изоляции отдельных жил, изоляционных промежутков между изолированными жилами, свободного объема. Частичные емкости изоляционных промежутков между проводниками пар C_{12} составляют, в среднем, 16 пФ/м в незаполненном кабеле и 18 пФ/м - в заполненном (рис. 6, 8). При этом $\text{tg}\delta$ незаполненном гидрофобным желе кабеле больше, чем в заполненном. Влага попадает внутрь сердечника кабеля, как в процессе изготовления, так и хранения.

5. Заполнение сердечника кабеля желе увеличивает емкости пар, в среднем, на 10%. Неравномерность распределения гидрофобного заполнения в поперечном сечении кабеля приводит к большому разбросу $\text{tg}\delta$ (рис. 13).

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Гроднев И.И. Кабели связи. - М.: Энергия, 1976. - 269 с.
- [2] Брискер А.С., Руга А.Д., Шарле Д.Л. Справочник. Городские телефонные кабели. - М.: Радио и связь, 1991 - 207 с.
- [3] Портнов Э.Л., Зубилевич А.Л. Электрические кабели связи и их монтаж. - М.: Горячая линия, Телеком, 2005. - 263 с.
- [4] ГОСТ Р 51311 - 99. Кабели телефонные с полиэтиленовой изоляцией в пластмассовой оболочке.
- [5] Демирчян К.С., Нейман Н.В., Коровкин Н.В., Чечурин В.Л. Теоретические основы электротехники: в 3-х т. Учебник для вузов. -4-е изд. - СПб.: Питер, 2003. - 576 с.
- [6] Набока Б.Г. Расчеты электростатических полей в электроизоляционной технике. - Киев: ИСДО, 1995. - 120 с.
- [7] Беспрозванных А.В. Гигроскопическое увлажнение телефонного кабеля с полиэтиленовой оболочкой. - Электротехника и электромеханика. №4, 2005. - С. 40 -44.

Поступила 11.12.2006

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ УСИЛИЯ, ДЕЙСТВУЮЩИЕ НА ЦИЛИНДРИЧЕСКУЮ ОБОЛОЧКУ ПРИ КОЛЕБАТЕЛЬНОМ РАЗРЯДЕ МАГНИТНО-ИМПУЛЬСНОЙ УСТАНОВКИ

Бондина Н.Н., к.т.н., доц., Крамчанин Е.Г., Лютенко Л.А., Михайлов В.М., д.т.н., проф.
Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра инженерной электрофизики,
тел. (057)70-76-052, E-mail: vlmm@kpi.kharkov.ua

Виконано критеріальний аналіз імпульсного магнітного поля і електродинамічних сил, діючих на тонку циліндричну провідникову оболочку, що розташована всередині індуктора. Використано математичну модель першого наближення та новий критерій подібності, визначено його значення для ефективного магнітно-імпульсного стиснення і розширення оболонки.

Сделан критериальный анализ импульсного магнитного поля и электродинамических усилий, действующих на тонкую цилиндрическую проводящую оболочку, которая расположена внутри индуктора. Используются математическая модель первого приближения и новый критерий подобия, определены его значения для эффективного магнитно-импульсного сжатия и расширения оболочки.

ВВЕДЕНИЕ

При магнитно-импульсной обработке металлов емкостный накопитель магнитно-импульсной установки разряжается на индуктор, внутри или снаружи которого находится цилиндрическая трубчатая заготовка (оболочка) из хорошо проводящего материала [1]. В результате взаимодействия импульсного магнитного поля системы индуктор-заготовка и вихревых токов в заготовке возникают электродинамические усилия (ЭДУ), деформирующие заготовку. Полагаем, что заготовка расположена внутри индуктора. Длина системы индуктор-заготовка достаточно велика, а междувитковые зазоры в индукторе относительно малы, поэтому магнитное поле в зазоре между индуктором и заготовкой, а также внутри заготовки считаем однородным. Цилиндрическая оболочка является относительно тонкой, $d \ll R$ (d – толщина оболочки, R – внутренний радиус, рис. 1) и выполнена из материала с постоянной удельной электропроводностью γ и абсолютной магнитной проницаемостью μ .

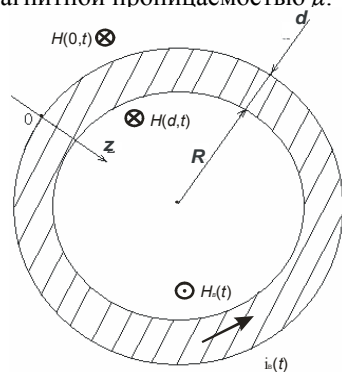


Рис. 1

Среда, в которой находится оболочка, является непроводящей и немагнитной. Токами смещения пренебрегаем, а волну электромагнитного поля в материале оболочки, полагаем плоской. Координату z отсчитываем от наружной поверхности оболочки по направлению нормали (рис. 1). Ограничимся рассмотрением колебательного разряда емкостного накопителя магнитно-импульсной установки на индуктор, при котором напряженность магнитного поля на внешней поверхности оболочки $H(0,t)$ изменяется по закону, близкому к экспоненциально затухающей синусоиде

$$H(0,t) = H_0 e^{-\alpha t} \sin \omega t, \quad (1)$$

где H_0 , α , ω – постоянные, t – время.

Для анализа импульсного магнитного поля системы индуктор-заготовка и ЭДУ, действующих на заготовку, вначале определяют переходную функцию напряженности магнитного поля внутри заготовки $H_I(d,t)$, а затем с помощью интеграла Дюамеля – напряженность поля внутри заготовки $H(d,t)$ при любом законе изменения напряженности внешнего магнитного поля [2-7]. ЭДУ характеризуют величиной

$$p(t) = \frac{\mu}{2} [H^2(0,t) - H^2(d,t)], \quad (2)$$

которую условно называют давлением магнитного поля [1, 3-7].

Для нахождения переходной функции $H_I(d,t)$ используют две модели импульсного электромагнитного поля системы индуктор-заготовка: точную модель, основанную на решении краевой задачи для уравнения параболического типа относительно напряженности магнитного поля внутри оболочки $H(z,t)$, $0 \leq z \leq d$ [2-6]; приближенную модель, в основе которой лежит допущение о равномерном распределении тока по толщине оболочки [2, 3, 6] (в дальнейшем будем называть её моделью первого приближения).

Несмотря на то, что для относительно тонких оболочек обе модели дают весьма близкие значения $H_I(d,t)$ [2, 3, 6], изменения давления магнитного поля в зависимости от электрофизических характеристик и размеров оболочки, а также параметров импульсов внешнего магнитного поля исследовали в основном с помощью точной модели [3, 5, 6]. Приближенную модель использовали для отдельных вариантов размерных исходных данных [7], однако критериальный анализ электромагнитного поля и ЭДУ с её помощью не проводился. Поскольку модель первого приближения значительно проще, следует ожидать и существенное упрощение подобного анализа, что важно при решении практических задач. В известных работах также недостаточно изучена зависимость от указанных размеров, характеристик и параметров отрицательных давлений магнитного поля, которые препятствуют сжатию оболочки или даже могут при определенных условиях вызывать её расширение – притяжение к внешнему индуктору [8].

Целью данной работы является исследование ЭДУ, действующих на цилиндрическую проводящую оболочку, которая расположена внутри индуктора, с помощью модели первого приближения и разработка практических рекомендаций для повышения эффективности технологических операций.

КРИТЕРИИ ПОДОБИЯ ТОЧНОЙ И ПРИБЛИЖЕННОЙ МОДЕЛЕЙ

Точная модель для нахождения переходной функции [2-6] состоит из уравнения параболического типа

$$\frac{\partial^2 H}{\partial z^2} - \mu\gamma \frac{\partial H}{\partial t} = 0 \quad (3)$$

с начальным условием

$$H(z, 0) = 0 \quad (4)$$

и граничными условиями

$$H(0, t) = 1(t), \quad (5)$$

$$\left. \frac{\partial H}{\partial z} \right|_{z=d} + \frac{1}{2} \mu_0 \gamma R \frac{dH(d, t)}{dt} = 0, \quad (6)$$

где $1(t)$ – единичная функция; μ_0 – магнитная постоянная.

Решение задачи (3)-(6) при $z=d$ является переходной функцией точной модели [2]

$$H_1(d, t) = 1 - 2 \sum_{k=1}^{k=\infty} \frac{\exp(p_k t)}{x_k \sin x_k \left[1 + \frac{R}{2\mu_r d} \left(1 + x_k^2 \frac{R}{2\mu_r d} \right) \right]}, \quad (7)$$

где x_k – корни уравнения

$$x_k \operatorname{tg} x_k = \frac{2\mu_r d}{R}, \quad (8)$$

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0}, \quad p_k = -\frac{x_k^2}{d^2 \mu \gamma}.$$

Формулы (1), (7) и интеграл Дюамеля, результат применения которого имеется в работах [3-5], составляют точную модель импульсного магнитного поля рассматриваемой системы. Из девяти величин, характеризующих это поле (H_0 , α , ω , t , μ , γ , μ_0 , d , R), можно составить пять критериев подобия [9, 5]:

$$t^* = \omega t, \quad \alpha^* = \frac{\alpha}{\omega}, \quad d_R^* = \frac{d}{R}, \quad d^* = \frac{d}{\Delta}, \quad \mu_r,$$

где Δ – глубина проникновения электромагнитного поля [10],

$$\Delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \gamma}}.$$

Критерий d^* использовали в работе [11] при исследовании поля в приближении установившегося режима (без учета начального условия (4), влияние которого было исследовано в работах [4, 5]). Известны и другие критерии подобия точной модели [3].

Получим переходную функцию $H_1(d, t)$ модели первого приближения преобразованием точной модели. Из основного допущения первого приближения следует, что при $0 \leq z \leq d$

$$\frac{\partial E}{\partial z} = 0, \quad (9)$$

где $E(z, t)$ – напряженность электрического поля.

Поэтому после взятия ротора от обеих частей первого уравнения электромагнитного поля [10], учета принятых допущений и соотношения (9) получаем

$$\frac{\partial^2 H}{\partial z^2} = 0. \quad (10)$$

Таким образом, модель первого приближения для нахождения переходной функции состоит из уравнения (10) и дополнительных условий (4) - (6). В математическое описание этой модели не входит величина μ , что не позволяет, в отличие от точной модели, учесть магнитные свойства материала оболочки.

Уравнению (10) удовлетворяет линейная функ-

ция координаты z

$$H(z, t) = H(0, t) + \frac{H(d, t) - H(0, t)}{d} z, \quad (11)$$

соответствующая основному допущению первого приближения. Для нахождения единственной неизвестной функции времени $H(d, t)$ подставляем решение (11) в граничное условие (6) и получаем обыкновенное дифференциальное уравнение первого порядка

$$\frac{dH(d, t)}{dt} + \frac{1}{\tau} H(d, t) = \frac{1}{\tau} H(0, t). \quad (12)$$

Используя в правой части (12) граничное условие (5), а также начальное условие (4) при $z=d$, получаем задачу Коши для уравнения (12), решение которой имеет вид

$$H_1(d, t) = 1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right), \quad (13)$$

где τ – постоянная времени первого приближения,

$$\tau = \frac{\mu_0 \gamma R d}{2}. \quad (14)$$

Сравним переходные функции точной и приближенной моделей, используя методику [2]. Анализ расчетов показывает, что для относительно тонких оболочек с небольшой погрешностью, существенной при весьма малых значениях t , в формуле (7) можно ограничиться первым членом ряда. Для нахождения приближенного значения первого корня упрощаем уравнение (8) с помощью соотношения $\operatorname{tg} x_1 \approx x_1$ и получаем

$$x_1 \approx \sqrt{\frac{2\mu_r d}{R}}. \quad (15)$$

Выполняя соответствующие упрощения формулы (7), приходим к зависимостям (13), (14). Погрешность формулы (15) для относительно тонких оболочек не превосходит 7%, однако расхождения между переходными функциями при малых значениях t могут быть весьма большими [3, 6].

Используя интеграл Дюамеля с учетом дополнительных условий (1), (4), получаем с помощью переходной функции (13)

$$H(d, t) = H_0 \frac{1}{\sqrt{(1-\alpha\tau)^2 + \omega^2}} \times \left[e^{-\alpha t} \sin(\omega t - \psi_2) + e^{-\frac{t}{\tau}} \sin \psi_2 \right], \quad (16)$$

$$\text{где } \psi_2 = \begin{cases} \arctg \frac{\omega\tau}{1-\alpha\tau}, & \text{если } \alpha\tau < 1, \\ \frac{\pi}{2}, & \text{если } \alpha\tau = 1, \\ \pi + \arctg \frac{\omega\tau}{1-\alpha\tau}, & \text{если } \alpha\tau > 1. \end{cases}$$

Соответствующая зависимость, приведенная в работе [7], преобразуется в формулу (16). Формулы (1) и (16) составляют модель первого приближения импульсного магнитного поля рассматриваемой системы.

По сравнению с точной моделью число величин, характеризующих поле, уменьшилось на одну (μ), поэтому исключаем критерий μ_r . Таким образом, для модели первого приближения имеем четыре критерия подобия: t^* , α^* , d_R^* и d^* . Однако из формул (1) и (16) можно выделить только три: t^* , α^* и

$$\tau^* = \omega\tau = \omega\mu_0 \gamma R d / 2. \quad (17)$$

Можно убедиться, что критерии τ^* , d_R^* и d^* связаны соотношением

$$\tau^* = d^{*2} / d_R^* \quad (18)$$

Если исходить из точной модели, то согласно (18) критерий τ^* комплексно характеризует и затухание волн электромагнитного поля по толщине оболочки при $\mu = \mu_0$ (проявление поверхностного эффекта), и отражение их от внутренней границы оболочки с окружающей средой [5]. С другой стороны, представляем

$$H(d, t) = H(0, t) - H_B(t), \quad (19)$$

где $H_B(t)$ – напряженность магнитного поля внутри оболочки, обусловленного вихревыми токами $i_B(t)$ (рис. 1).

Используя соотношение (19) для переходной функции, имеем

$$H_1(d, t) = 1 - H_{1B}(t), \quad (20)$$

где $H_{1B}(t)$ – переходная функция напряженности магнитного поля $H_B(t)$.

Сопоставляя формулы (20), (7) и (13) можно найти $H_{1B}(t)$. В частности, для приближенной модели

$$H_{1B}(t) = \exp(-t/\tau). \quad (21)$$

Из выражений (13) и (21) следует, что вихревые токи в оболочке препятствуют проникновению магнитного поля внутрь оболочки, причем тем сильнее и продолжительнее, чем больше τ , а следовательно, и τ^* .

На рис. 2 и 3 показаны соответственно кривые изменения напряженности проникшего внутрь оболочки магнитного поля $H(d, t)$ и давления $p(t)$, полученные с помощью приближенной модели, при $\alpha^* = 0,2$ и таких значениях τ^* : для кривых 1 - $\tau^* = 0,4$; 2 - $0,9$; 3 - $1,6$. Кривая 4 на рис. 2 соответствует зависимости (1), $p_0 = \mu H_0^2 / 2$. Изменения $H(d, t)$ и $p(t)$ в зависимости от τ полностью согласуются с физической интерпретацией этого критерия.

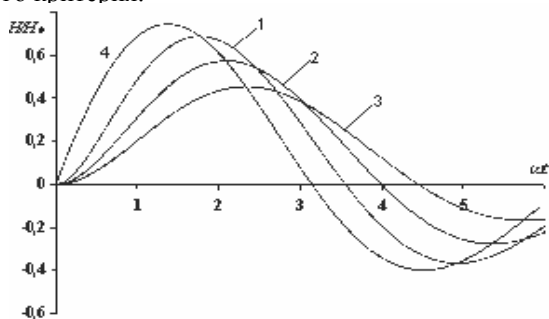


Рис. 2

С увеличением τ^* происходит уменьшение амплитуды и увеличение длительности полуволны напряженности магнитного поля, проникшего внутрь оболочки. При этом увеличивается также сдвиг фаз между максимальными значениями напряженностей магнитного поля $H(0, t)$ и $H(d, t)$ (рис. 2). Импульсы давления магнитного поля $p(t)$ состоят из положительных и отрицательных полуволн (рис. 3). Положительные полуволны импульсов $p(t)$ вызывают сжатие оболочки, а отрицательные – расширение. Отмеченные выше особенности изменения $H(d, t)$ приводят к соответствующим изменениям полуволн импульсов давления, что необходимо учитывать при выполнении конкретных технологических операций. Например, увеличение τ приводит к возрастанию амплитуд положительных полуволн $p(t)$, а амплитуды отрицательных полуволн $p(t)$ имеют максимальное значение при некотором значении τ^* (рис. 3). Эти и другие особенности изменения $p(t)$ нам предстоит выяснить с помощью критериального анализа приближенной модели.

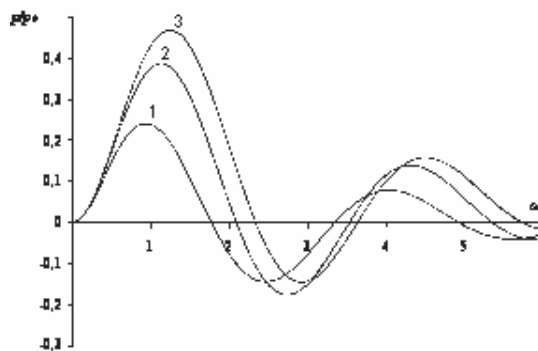


Рис. 3

КРИТЕРИАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ИМПУЛЬСНОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ И ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ УСИЛИЙ

Для анализа импульсов магнитного поля и ЭДУ, действующих на оболочку, используем такие параметры, физический смысл которых следует из рис. 2, 3:

$H^*(d, t_{mi}^*)$ – максимальное значение напряженности магнитного поля, проникшего внутрь оболочки;

t_{mi}^* – момент времени, в который достигается значение $H^*(d, t_{mi}^*)$;

Ψ_H – сдвиг фаз между максимальными значениями $H(d, t)$ и $H(0, t)$,

$$\Psi_H = t_{mi}^* - \arctg(1/\alpha^*);$$

p_{m1}^* , p_{m2}^* – максимальные значения положительных и отрицательных давлений;

t_{m1}^* – момент времени, в который достигается значение p_{m1}^* ;

t_{p1}^* , t_{p2}^* – длительности соответственно первой и второй полуволны импульсов давления $p^*(t)$.

Все величины, помеченные звездочками, являются безразмерными и получены делением соответствующих размерных величин на базисные:

$$H^* = H / H_0, \quad t^* = \omega t, \quad p^* = p / p_0.$$

Принято $\mu = \mu_0$.

В табл. 1 и 2 сделано сравнение расчетных значений параметров импульсов напряженности магнитного поля, проникшего внутрь оболочки, и импульсов давления магнитного поля, полученных в случае граничного условия (1) при $\alpha^* = 0,2$ с помощью точной модели (столбцы 1, в расчетах участвовал А.С.Оганесян) и приближенной модели (столбцы 2). В верхних строках данных табл. 1 приведены значения $H^*(d, t_{mi}^*)$, в нижних - t_{mi}^* . В верхних строках данных табл. 2 приведены значения p_{m1}^* , в нижних - t_{m1}^* . Видим, что, несмотря на указанные выше различия переходных функций при малых t , для относительно тонких оболочек в весьма больших промежутках изменения критериев d_R^* , d^* и соответственно τ расхождения параметров импульсов $H(d, t)$ и $p(t)$, полученных с помощью точной и приближенной моделей, не превышают нескольких процентов. Расчеты показали, что этот вывод справедлив и для других значений α^* . Поэтому в дальнейшем используем модель первого приближения.

Таблица 1

d_R^*	$d^* = 0,1$		$d^* = 0,2$		$d^* = 0,3$				
	τ^*		τ^*		τ^*				
0,01	1	0,553	0,554	4	0,260	0,261	9	0,138	0,139
		2,14	2,13		2,70	2,68		2,93	2,86
0,02	0,5	0,664	0,665	2	0,400	0,405	4,5	0,237	0,240
		1,86	1,85		2,45	2,42		2,76	2,72
0,05	0,2	0,728	0,729	0,8	0,590	0,595	1,8	0,420	0,428
		1,60	1,58		2,07	2,03		2,43	2,38
0,1	0,1	0,741	0,741	0,4	0,683	0,689	0,9	0,562	0,574
		1,49	1,48		1,81	1,77		2,15	2,08

Таблица 2

d^*_R	$d^*=0,1$			$d^*=0,2$			$d^*=0,3$		
	τ^*	1	2	τ^*	1	2	τ^*	1	2
0,01	1	0,406 1,16	0,404 1,15	4	0,535 1,34	0,534 1,34	9	0,551 1,37	0,550 1,36
0,02	0,5	0,285 1,00	0,281 0,98	2	0,495 1,28	0,491 1,27	4,5	0,539 1,35	0,538 1,34
0,05	0,2	0,139 0,79	0,133 0,78	0,8	0,377 1,12	0,367 1,10	1,8	0,489 1,27	0,481 1,26
0,1	0,1	0,073 0,70	0,067 0,68	0,4	0,258 0,95	0,240 0,93	0,9	0,406 1,15	0,387 1,13

Для анализа изменений параметров импульсов напряженности и давления магнитного поля используем только два критерия подобия: τ^* и α^* . Зависимости параметров импульсов давления p_{m1}^* , p_{m2}^* , t_{p1}^* , t_{p2}^* и напряженности магнитного поля $H^*(d, t_{mi}^*)$, t_{mi}^* от критерия подобия τ^* при различных значениях α^* показаны на рис. 4-8. Для кривых 1, 5 - $\alpha^*=0,1$, 2, 6 - 0,2, 3, 7 - 0,3, 4, 8 - 0,4. Амплитуда положительной полуволны импульса давления p_{m1}^* с ростом τ^* увеличивается и достигает области практически неизменного значения при $\tau^* \geq 6$ (рис. 4, кривые 1-4). При этом амплитуда отрицательной полуволны импульса давления p_{m2}^* при $\tau^* = \tau_0^*$ достигает максимума, вблизи которого зависимость p_{m2}^* от τ^* является весьма пологой (рис. 4, кривые 5-8). Длительность положительной полуволны давления $p(t)$ увеличивается с ростом τ^* и при $\tau^* > 10$ стремится к величине $t_{p1}^* = \pi$ (рис. 5), а отрицательной - уменьшается и стремится к нулю (рис. 6). Наблюдаемые изменения основных параметров импульсов давления вполне соответствуют изменениям напряженности магнитного поля внутри оболочки (рис. 2, 3, 7, 8). При малых значениях τ^* магнитное поле хорошо проникает внутрь оболочки, сдвиг фаз Ψ_H - небольшой, поэтому амплитуды p_{m1}^* и p_{m2}^* невелики. С ростом τ^* значения $H^*(d, t_{mi}^*)$ уменьшаются (рис. 7), но возрастает величина Ψ_H из-за увеличения t_{mi}^* (рис. 8), что приводит к увеличению как положительных, так и отрицательных давлений (рис. 2, 3). При больших значениях τ^* магнитное поле практически не проникает внутрь оболочки (рис. 7), следствием чего являются преобладание положительных давлений и, несмотря на большие значения Ψ_H , очень малые отрицательные давления. Описанные особенности изменения электромагнитного поля и ЭДУ характерны для широкого диапазона изменения критерия α^* (рис. 4 - 8). Естественно, что значения α^* влияют на амплитудные и временные параметры импульсов напряженности и дав-

ления магнитного поля. При этом с ростом α^* уменьшаются значения $H^*(d, t_{mi}^*)$, p_{m1}^* , p_{m2}^* (рис. 4, 7), длительность положительной полуволны $p(t)$ уменьшается (рис. 5), а отрицательной - возрастает (рис. 6).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Качественный анализ влияния частоты импульсного магнитного поля и удельной электропроводности материала на изменения $p(t)$ с использованием величины Ψ_H был сделан в работе [8]. При этом указывалось на существование значения частоты импульса напряженности внешнего поля (предположительно вида (1)), при котором отрицательные давления максимальны, но это значение не было определено. В этом анализе не учитывалось влияние основных размеров оболочки d и R .

2. В выполненном нами критериальном анализе импульсного магнитного поля и ЭДУ комплексно учтено влияние не только γ и ω , но и размеров оболочки, а также коэффициента α . Для данной оболочки с характеристиками γ , d , R выбираем такие значения τ^* , при которых её магнитно-импульсное сжатие или расширение наиболее эффективны. Для сжатия оболочки (операции типа "обжим" [1]) рекомендуем $\tau^* \geq 6$, для расширения с помощью внешнего индуктора (операции типа "раздача" [1]) - $\tau^* = \tau_0^* \cong 0,8$. Расчеты показали несущественную зависимость τ_0^* от α^* [0,1÷0,4]:

$$0,77 \leq \tau_0^* \leq 0,82,$$

причем значения τ_0^* возрастают с уменьшением α^* . В случае использования точной модели от рекомендуемых значений критерия τ^* с помощью формулы (18) можно перейти к соответствующим значениям критерия d^* . Например, величине τ_0^* соответствует

$$d_0^* \cong \sqrt{0,8d_R^*}.$$

3. Круговую частоту импульса внешнего магнитного поля, необходимую для выполнения технологических операций, находим по выбранному значению τ^* , используя формулу (17). Например, в частном случае "раздачи" с помощью внешнего индуктора получаем

$$\omega_0 \cong 1,6/(\mu_0 \gamma R d).$$

4. При $\alpha \tau < 1$ напряженность проникшего внутрь оболочки магнитного поля является знакопеременной функцией (рис. 2). В случае $\alpha \tau = 1$, как следует из формулы (16), $H(d, t) \geq 0$. Более детально результаты исследования влияния $\alpha \tau$ будут изложены отдельно.

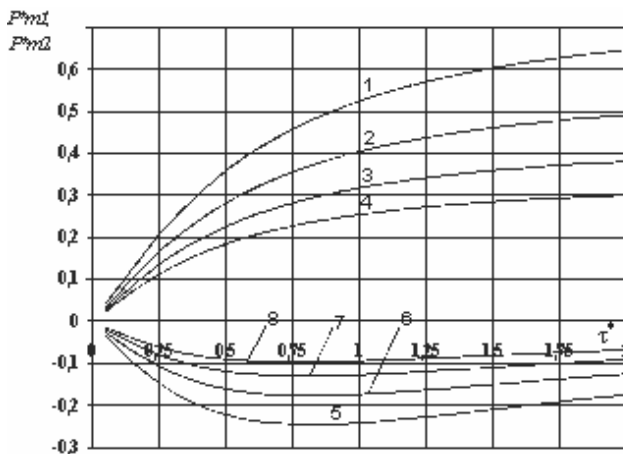
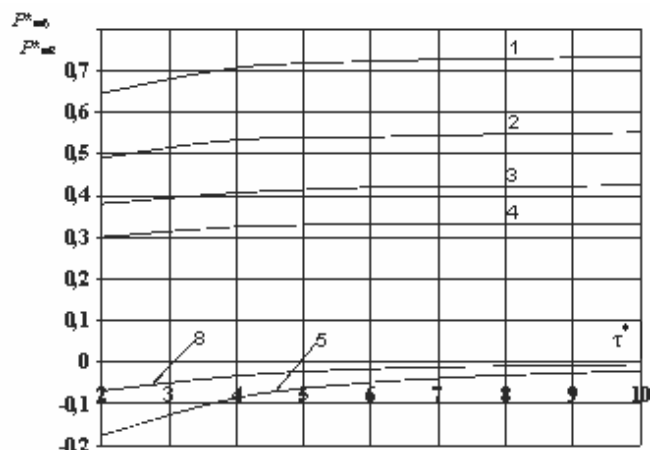


Рис. 4



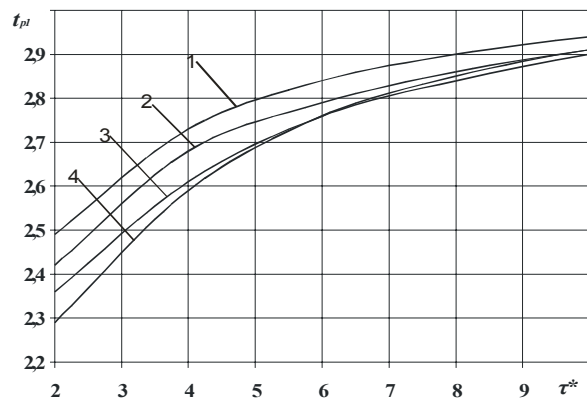
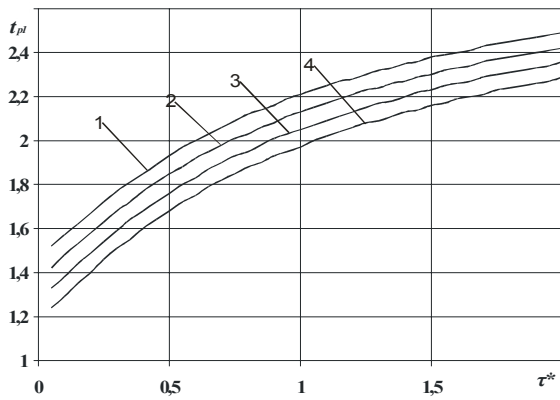


Рис. 5

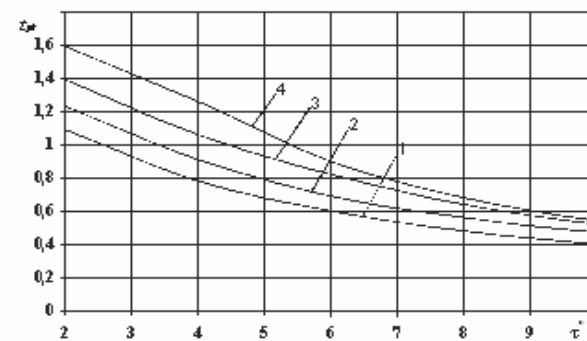
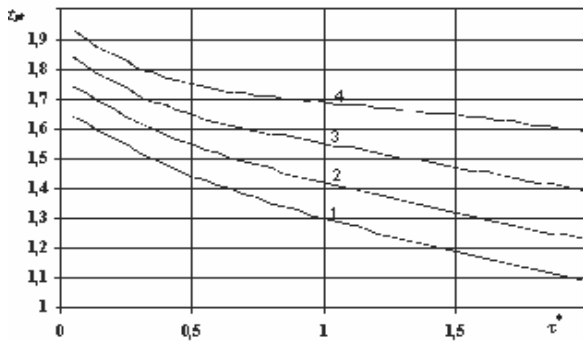


Рис. 6

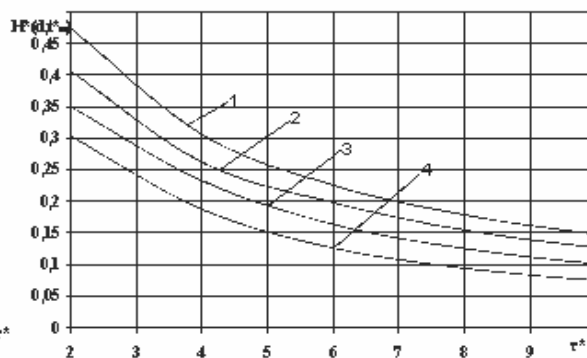
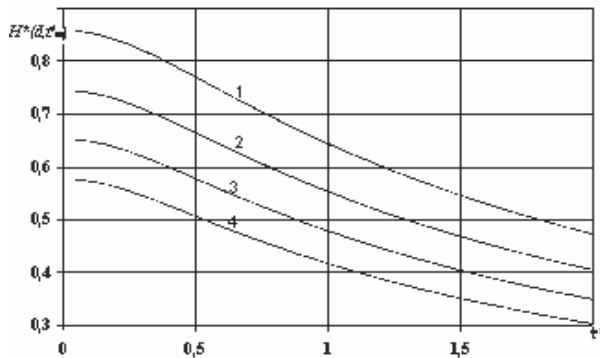


Рис. 7

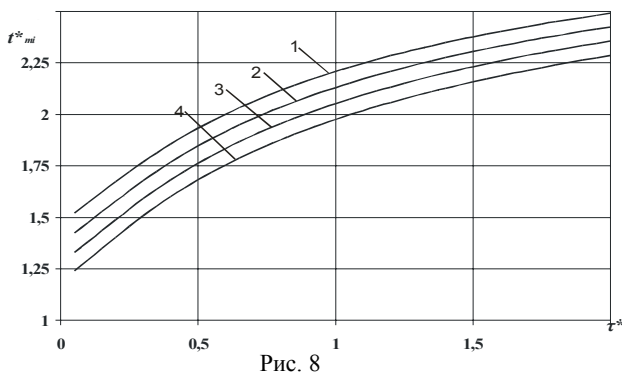


Рис. 8

ЛИТЕРАТУРА

[1] Белый И.В., Фертик С.М., Хименко Л.Т. Справочник по магнитно-импульсной обработке металлов. – Харьков: изд. объедин. "Выща школа", 1977. – 168 с.
 [2] Витков М.Г. Проникновение импульсного магнитного поля внутрь цилиндрического экрана // Журнал технической физики. – 1965. – №3 – С. 410-413.
 [3] Новгородцев А.Б., Шнейерсон Г.А. Переходные процессы и электродинамические усилия в системе соленоид – замкнутый экран // Труды Ленинградского политехнического института. – 1966. – №273. – С. 139-151.
 [4] Михайлов В.М. О распределении усилий в стенке про-

водящей трубы в нестационарном электромагнитном поле // Сб. "Теоретическая электротехника". – Львов: Из-во Львовского Ун-та. – 1971. – Вып. 12 – С. 124-129.
 [5] Михайлов В.М. Импульсные электромагнитные поля. – Харьков: "Выща школа". Изд-во при Харьк. Ун-те, 1979. – 140 с.
 [6] Шнейерсон Г.А. Поля и переходные процессы в аппаратуре сверхсильных токов. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 416 с.
 [7] Dehoff A., Jablonski J. Ermiflung des magnetischen Drucks bei der elektromagnetischen Umformung. // Electric. - 1971. - №7 – S. 275-277.
 [8] Щеглов Б.А., Есин А.А. Раздача тонких трубчатых заготовок силами притяжения импульсного магнитного поля // Кузнечно-штамповочное производство. – 1971. – №4. – С. 15-18.
 [9] Веников В.А., Веников Г.В. Теория подобия и моделирования (применительно к задачам электроэнергетики). М.: Высш. шк., 1984. – 439 с.
 [10] Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Т 2. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 416 с.
 [11] Белый И.В., Остроумов Г.В., Фертик С.М. Давление на тонкостенную заготовку при обработке её импульсным магнитным полем // Вестник Харьковского политехнического института. "Магнитно-импульсная обработка металлов". – Вып. 1. – 1971. – С. 3-15.

Поступила 09.03.2007

К РАСЧЕТУ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ ВВОДА С ГАЗОВОЙ ИЗОЛЯЦИЕЙ

Бржезицкий В.А., д.т.н., проф., Маслюченко И.Н., Троценко Е.А.
 Национальный технический университет Украины "Киевский политехнический институт"
 Кафедра техники и электрофизики высоких напряжений
 Украина, 03056, Киев-56, проспект Победы, 37, ФЭА НТУУ "КПИ",
 тел. (044) 241-76-35

Виконано коректування формул для визначення максимальної напруженості електричного поля на струмоведучому стержні високовольтного вводу з газовою ізоляцією.

Выполнена корректировка формул для определения максимальной напряженности электрического поля на токоведущем стержне высоковольтного ввода с газовой изоляцией.

Вопрос расчета электрических полей высоковольтных вводов с газовой изоляцией рассмотрен в [1]. Вместе с тем, некоторые положения [1] в настоящее время могут иметь дополнение.

В качестве типовых в [1] рассмотрены две конструкции, представленные на рис. 1. На рис. 1, а показана конструкция ввода, состоящего из токоведущего стержня, находящегося под потенциалом, и заземленного фланца в виде тороида. На рис. 1, б показана конструкция ввода с "бесконечно" протяженным фланцем. Рассмотрен случай, когда толщина фланца вдвое больше его радиуса скругления.

Для обеспечения возможности сравнения результатов расчетов будем использовать систему относительных единиц, принятую в [1].

За единицу длины примем радиус отверстия в заземленном фланце R_0 (рис. 1), за единицу потенциала – потенциал на токоведущем стержне U , за единицу напряженности электрического поля – величину $E_0 = U/R_0$.

В дальнейшем изложении все величины, отнесенные к базовым величинам, примут вид, соответственно $E^* = E \cdot R_0 / U$, $R_\phi^* = R_\phi / R_0$, $R_T^* = R_T / R_0$.

В качестве одного из результатов [1] показано, что зависимости напряженности электрического поля $E_A^*(R_T^*, R_\phi^*)$ в точке А (рис. 1), при различных значениях семейств кривых $R_\phi^* = const$, $R_T^* = var$ имеют характерную V-образную форму с минимумом при $R_T^* = 1/e = 0,368$. Само по себе это утверждение сомнительно, поскольку относится к коаксиальным цилиндрам. Проведенные нами расчеты показывают, что зависимости $E_A^*(R_T^*, R_\phi^*)$ при $R_\phi^* = const$, $R_T^* = var$ имеют минимум при различных значениях R_T^* , отличающихся от значения $1/e$.

Проведенные расчеты были выполнены с помощью усовершенствованного метода интегральных уравнений [2] с повышенной точностью.

Для соответствия с [1], в расчетах длина токоведущего стержня также принята равной $30R_0$.

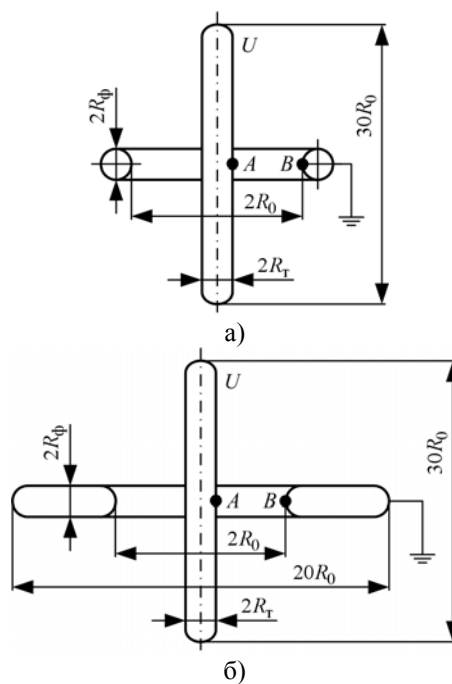


Рис. 1. Высоковольтные вводы с газовой изоляцией:
 а – промежуток токоведущий стержень-тороидальный фланец; б – промежуток токоведущий стержень-протяженный фланец

К сожалению в [1] не указано каким был при расчете внешний радиус заземленного фланца для конструкции, изображенной на рис. 1, б. Дополнительные расчеты показали, что он должен составлять не менее $10R_0$, чтобы полученные результаты практически не зависели от его величины.

Согласно [1], семейство кривых $E_A^*(R_T^*, R_\phi^*)$ в диапазоне $0,2 \leq R_T^* \leq 0,6$ и $0,05 \leq R_\phi^* \leq 0,4$ для конструкций, изображенных на рис. 1, а и рис. 1, б описывается с погрешностью не более 5%, соответственно, эмпирическими формулами (1) и (2):

$$E_A^*(R_T^*, R_\phi^*) = \frac{1 - 0,36 \exp(-3,78 R_\phi^*)}{R_T^* \cdot \ln\left(\frac{1}{R_T^*}\right)}. \quad (1)$$

$$E_A^*(R_T^*, R_\Phi^*) = \frac{1 - 0,23 \exp(-1,85 R_\Phi^*)}{R_T^* \cdot \ln\left(\frac{1}{R_T^*}\right)}. \quad (2)$$

Как уже было отмечено выше, такая аппроксимация не является адекватной реальной картине электрического поля в рассматриваемых промежутках (в некоторых случаях ее погрешность превышает 5%) и поэтому формулы (1), (2) требуют введения корректировки.

Для конструкции, изображенной на рис. 1, а откорректированная формула (1) принимает вид:

$$E_A^*(R_T^*, R_\Phi^*) = \frac{1 - 0,36 \exp(-3,78 R_\Phi^*)}{(R_T^* + k_1) \cdot \ln\left(\frac{1}{R_T^* + k_1}\right)}, \quad (3)$$

где $k_1 = 0,023207 - 0,00151/R_\Phi^*$, поправочный коэффициент, определенный на основании проведенных нами расчетов поля и методики [3].

Аналогичным образом для конструкции, изображенной на рис. 1, б откорректированная формула (2) примет вид:

$$E_A^*(R_T^*, R_\Phi^*) = \frac{1 - 0,23 \exp(-1,85 R_\Phi^*)}{(R_T^* + k_2) \cdot \ln\left(\frac{1}{R_T^* + k_2}\right)}, \quad (4)$$

где поправочный коэффициент

$$k_2 = 0,020106 - 0,001591/R_\Phi^*.$$

Формулы (3), (4) корректируют выражения для семейства кривых $E_A^*(R_T^*, R_\Phi^*)$ в диапазоне $0,2 \leq R_T^* \leq 0,6$ и $0,1 \leq R_\Phi^* \leq 0,4$ для конструкций, изображенных на рис. 1. Графики семейства кривых, соответствующих формулам (3) и (4), представлены на рис. 2 и рис. 3.

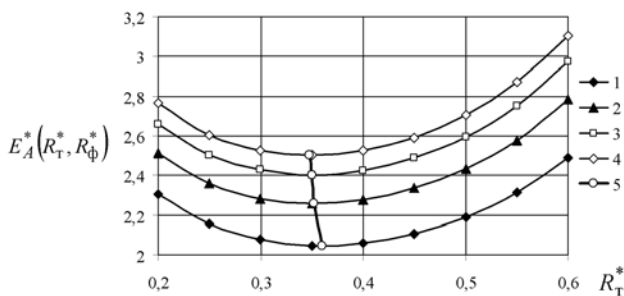


Рис. 2. Максимальная напряженность на токоведущем стержне для ввода с тороидальным фланцем:

1 - $R_\Phi^* = 0,1$; 2 - $R_\Phi^* = 0,2$; 3 - $R_\Phi^* = 0,3$; 4 - $R_\Phi^* = 0,4$; 5 - минимумы $E_A^*(R_T^*, R_\Phi^*)$

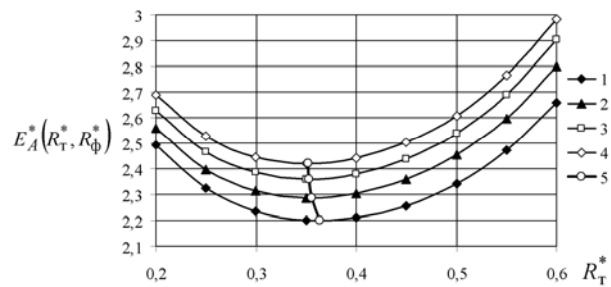


Рис. 3. Максимальная напряженность на токоведущем стержне для ввода с протяженным фланцем:

1 - $R_\Phi^* = 0,1$; 2 - $R_\Phi^* = 0,2$; 3 - $R_\Phi^* = 0,3$; 4 - $R_\Phi^* = 0,4$; 5 - минимумы $E_A^*(R_T^*, R_\Phi^*)$

Как следует из графиков на рис. 2 и рис. 3 каждой кривой семейства кривых $E_A^*(R_T^*, R_\Phi^*)$ соответствует свой минимум при различных значениях R_T^* , отличающихся от значения $1/e = 0,368$. При этом отклонение минимумов кривых $E_A^*(R_T^*, R_\Phi^*)$ от значения $1/e$ растет с увеличением R_Φ^* .

Откорректированные формулы для определения максимальной напряженности электрического поля на токоведущих стержнях высоковольтных вводов с газовой изоляцией позволяют более адекватно определять искомые значения максимальной напряженности электрического поля.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Колечицкий Е. С. Расчет электрических полей устройств высокого напряжения. - М.: Энергоатомиздат, 1983. - 168 с.
- [2] Бржезицкий В. А. Определение диагональных коэффициентов при расчетах электрических полей методом интегральных уравнений I рода. // Техническая электродинамика. - 1992. - №2. - С. 32-39.
- [3] Львовский Е. Н. Статистические методы построения эмпирических формул: Учеб. пособие для вузов. - 2-е изд., перераб. и доп. - М.: Высш. шк., 1988. - 239 с.

Поступила 20.10.2006

ГЕРОЙ УКРАИНЫ ВОРОНОВСКИЙ ГЕННАДИЙ КИРИЛЛОВИЧ

Коллектив кафедры электрических станций НТУ "Харьковский политехнический институт" поздравляет своего руководителя, члена-корреспондента Национальной академии наук Украины, заслуженного энергетика Украины Геннадия Кирилловича Вороновского с присвоением высочайшей государственной награды – звания **Героя Украины!** 24 августа 2007 года Президент Украины Виктор Андреевич Ющенко вручил Геннадию Кирилловичу Орден Державы и Звезду Героя "за выдающиеся личные заслуги в развитии отечественной теплоэнергетики, как сказано в Указе Президента № 732/2007, внедрение современных технологий, многолетнюю плодотворную научную деятельность".

Дорогой Геннадий Кириллович! Общеизвестно, что под Вашим руководством ОАО Харьковская ТЭЦ-5 стала национальным лидером по освоению прогрессивных форм сотрудничества ТЭЦ с Оптовым рынком электрической энергии. Выступив инициатором взаимодействия с энергорынком в рамках механизма ежедневных ценовых заявок, Харьковская ТЭЦ-5 вышла на конкурентный сектор Оптового рынка электроэнергии и доказала на практике, что преимущества комбинированного производства электрической и тепловой энергии в паротурбинном цикле совместимы с рыночными методами хозяйствования. За 3 года работы на конкурентном секторе энергорынка Харьковская ТЭЦ-5 утроила свою рентабельность и стала одним из крупнейших в Харьковской области плательщиков налогов в бюджеты разных уровней.

В среде ученых, занимающихся проблемами рыночного реформирования централизованного теплоснабжения, Вы известны как автор оригинальной концепции управления отпуском тепла от ТЭЦ по сигналам избыточного потребления электрической энергии в бытовом секторе. Разрабатываемая под Вашим научным руководством система комбинированного электротеплоснабжения, в которой основная часть потребности бытовых потребителей в тепловой энергии удовлетворяется, по-прежнему, от ТЭЦ, и только небольшая часть покрывается за счет использования бытовыми потребителями электрических доводчиков микроклимата, дает второе дыхание системе централизованного теплоснабжения и открывает широкие перспективы для углубленной электрификации быта.

Не остаются незамеченными и Ваши научные достижения в сфере укрепления энергетической и экономической безопасности регионов, повышения надежности энергоснабжения потребителей во время отопительного сезона, нашедшие воплощение в целом ряде коллективных монографий, изданных Вами совместно с другими известными учеными, работающими в сети Национальной академии наук Украины и Министерства науки и образования Украины.

Но самая главная Ваша черта, которая выделяет Вас среди коллег-энергетиков и коллег-преподавателей, это Ваша приверженность идее органического

единства образования, науки и производства, которую Вы воплощаете уже не первое десятилетие всей своей деятельностью. Вы самым замечательным образом сочетаете в себе качества талантливого руководителя,

пытливого, самобытного ученого и мудрого педагога, понимающего, что энергетику питают не только финансовые или материальные ресурсы, но и квалифицированные кадры, обладающие хорошей инженерной и экономической подготовкой.

Именно поэтому столь велико Ваше внимание к кафедре электрических станций НТУ "Харьковский политехнический институт", многие выпускники которой работали под Вашим началом и на Приднпровской ГРЭС, и в ПЭО "Одесса-энерго", и продолжают работать на Харьковской ТЭЦ-5. С Вашим приходом на кафедру существенным образом начал трансформироваться учебный процесс. С открытием

филиала кафедры на Харьковской ТЭЦ-5 студенты всего электроэнергетического факультета получили прекрасную возможность вплотную познакомиться с работой энергетического оборудования, с методами организации работ на электростанциях. После избрания Вас на должность заведующего кафедрой в 2003 году облик кафедры преобразился – во всех помещениях были сделаны ремонты, обновился парк компьютеров, модернизировалась лабораторная база, в составе которой появилась уникальный комплекс, позволяющий исследовать динамические режимы работы электрических генераторов, блочных трансформаторов и устройств релейной защиты и автоматики. Неоценимую спонсорскую помощь оказали Вы и в строительстве нового книгохранилища для научной библиотеки университета.

Но самое главное Ваше достижение в жизни – это те люди, которые считают Вас своими учениками, которые учились у Вас любить свою профессию, свой город, свою страну и свой народ, учились быть преданными всему, что любишь. За последнее десятилетие у Вас появились много новых учеников, которые продолжают развивать Ваши идеи и на практическом поприще, и в науке, и в образовании, стремясь, как и Вы, к благополучию украинского народа и украинского государства.

Позвольте пожелать Вам, дорогой Геннадий Кириллович, здоровья и дальнейших успехов во всех Ваших начинаниях! Пусть жизнь радует Вас и Ваших близких новыми перспективами, а звание Героя Украины открывает для Вас новые горизонты для самореализации! Пусть никогда не ослабнут узы, связывающие НТУ "Харьковский политехнический институт" с ОАО "Харьковская ТЭЦ-5"!

С глубоким уважением, коллектив кафедры.

Редакционная коллегия журнала "Электротехника и Электромеханика" присоединяется к этим поздравлениям.



ЗАГИРНЯК МИХАИЛ ВАСИЛЬЕВИЧ

(К 60-летию со дня рождения)

Исполнилось 60 лет Михаилу Васильевичу Загирняку – заслуженному деятелю науки и техники Украины, доктору технических наук, профессору, ректору Кременчугского государственного политехнического университета имени Михаила Остроградского.

М.В. Загирняк родился 25 сентября 1947 года в Луганске. Его родители – отец, Василий Михайлович и мать, Анна Харитоновна, известные в Луганске педагоги, оказали огромное влияние на становление сына как человека и гражданина. Влияние семьи профессиональных педагогов сказалось и в том, что Михаил Васильевич на любой должности не оставляет педагогической деятельности.

С 1954 г. по 1962 г. М.В. Загирняк учится в СШ №12, и в 1962 году поступает в машиностроительный техникум. Параллельно с учебой в техникуме в 1964г. экстерном заканчивает заочную среднюю школу и в 1965 г. поступает в Луганский машиностроительный институт (ЛМСИ) на специальность "Электрические машины и аппараты".

После окончания с отличием института в 1970 г. М.В. Загирняк работал на Луганском тепловозостроительном заводе, а после службы в армии пришел на кафедру электрических машин и аппаратов ЛМСИ (ныне кафедра электромеханики Восточноукраинского национального университета им. В. Даля), где за 30 лет прошел путь от инженера до заведующего кафедрой. В 1977 году под руководством доц. В.О. Карташяна защитил кандидатскую диссертацию, работал ответственным секретарем приемной комиссии института, в 1980 стал доцентом и прошел обучение на факультете повышения квалификации в Московском энергетическом институте, где под руководством корифеев электромеханики, профессоров И.П. Копылова и А.В. Иванова - Смоленского была начата работа над докторской диссертацией. По программе IREX (электротехника) стажировался в Университете Кентукки (1983-1984) у всемирно известного американского профессора С. Насара, за это время опубликовал 4 статьи в престижном международном журнале "IEEE Transactions on Magnetics".

С 1989 года М.В. Загирняк работал на должностях проректора ЛМСИ (а затем университета) по международным связям (1989 – 1990), учебной работе (1990 – 1997) и научной работе (1997 – 1998) параллельно с заведованием кафедрой электромеханики (1994 – 2002). В 1993 году ему было присвоено звание профессора, а в 1996 присуждена степень доктора технических наук.

Как победитель конкурса на долгосрочный государственный грант США по программе Fulbright в области организации образования в 1997/98 учебном году работал в университетах Кентукки и Техаса.

В ноябре 2002 года коллектив Кременчугского государственного политехнического университета (КГПУ) избрал М.В. Загирняка ректором, где он работает по настоящее время.

Михаил Васильевич ведет лично и возглавляет работы по совершенствованию и разработке электромагнитных сепараторов, внедрение целого ряда принципиально новых конструкций которых дало значительный экономический эффект и отмечено медалями ВДНХ СССР и Украины. Его разработки по повышению энер-

гетических характеристик асинхронных электродвигателей защищены авторскими свидетельствами СССР, патентами Украины и России и внедрены на Первомайском электромеханическом заводе.

Профессор М.В. Загирняк – автор более чем 300 научных работ, 41 авторского свидетельства и 15 патентов на изобретения. Среди его публикаций – 4 монографии, 8 брошюр, 43 статьи изданы за рубежом, в том числе в таких известных изданиях, как IEEE Transactions on Magnetics (США) и многих других.

М.В. Загирняк – член специализированных ученых советов по присуждению докторских и кандидатских степеней в Харьковском национальном техническом университете "ХПИ" и Донецком национальном техническом университете, председатель специализированного совета в Кременчугском государственном политехническом университете имени Михаила Остроградского. Был руководителем по восьми кандидатским и консультантом по двум докторским диссертациям.

Им опубликованы один учебник и пять учебных пособий с грифом Министерства образования и науки Украины, а также более 40 методических изданий, в 20 из которых он является единоличным автором.

М.В. Загирняк – главный редактор "Вестника Кременчугского государственного политехнического университета", член редакционных коллегий журналов: "Известия вузов. Электромеханика" (Россия), "Электротехника и электромеханика", "Вестник Восточноукраинского национального университета", "Труды Луганского отделения Международной академии информатизации", Межгосударственного сборника научных трудов "Проблемы экономики и организации производственных и социальных систем" (Россия).

За плодотворную научно-педагогическую и общественную деятельность М.В. Загирняк награжден орденами "За заслуги" II и III степени, Почетной грамотой Кабинета Министров Украины, знаками "Отличник образования Украины", "Изобретатель СССР". Ему присвоено почетное звание "Заслуженный деятель науки и техники Украины".

Высоких вершин профессор М.В. Загирняк и в альпинизме, которым занимается более 40 лет. Имеет высокое спортивное звание "Мастер спорта СССР", является судьей национальной категории. Им совершено более 150 восхождений, из которых более 50 – по маршрутам высших категорий сложности (11 – первовосхождения и первопрохождения). Он участник многих Гималайских экспедиций; неоднократный чемпион и призер чемпионатов Украины и СНГ; вице-президент Федерации альпинизма и скалолазания Украины; подготовил 4 мастеров спорта и 14 кандидатов в мастера спорта. Награжден Ассоциацией спасательных формирований Российской Федерации медалью "За выдающиеся восхождения", Федерацией альпинизма и скалолазания Украины знаком "Первовосходитель".

Редколлегия журнала "Электротехника и Электромеханика", друзья, коллеги и ученики, поздравляя Михаила Васильевича с юбилеем, желают ему дальнейших успехов в деле покорения новых вершин как в профессиональной деятельности, так и в спорте.



КРАВЧЕНКО ВЛАДИМИР ИВАНОВИЧ

(К 60-летию со дня рождения)

Владимир Иванович Кравченко родился 16 октября 1947 года в г. Минеральные Воды Ставропольского края. В 1966 году поступил на учебу в славный Харьковский политехнический институт (ХПИ) на инженерно-физический факультет, который в 1972 году с отличием окончил по специальности "Инженерная электрофизика". С 1972 по 1975 год он учился в очной аспирантуре ХПИ по специальности "Техника высоких напряжений". С 1975 по 1981 год активно работал старшим научным сотрудником в известной многим в нашей стране и далеко за ее пределами научно-исследовательской лаборатории ХПИ – НИЛ ТВН и ПТ. С 1981 по 1987 год он – старший преподаватель ставшей ему родной кафедры "Инженерная электрофизика" ХПИ. В 1978 году Владимир Иванович успешно защитил кандидатскую диссертацию на тему "Исследование экранирующих свойств металлических сплошных оболочек различных геометрических форм при воздействии на них импульсного электромагнитного поля". С 1987 по 1996 год он – доцент кафедры "Инженерная электрофизика" ХПИ. Работая на кафедре, Владимир Иванович успешно занимался вопросами электромагнитной совместимости и стойкости технических средств. Эта научная работа оказалась весьма плодотворной. Владимир Иванович оказался инициатором и организатором в 1992 году Технического Комитета Украины по стандартизации в области электромагнитной совместимости и стойкости технических средств (ТК-22 ЭМС). В 1994 году по его инициативе при НИПКИ "Молния" ХГПУ был создан Центр сертификационных испытаний "Импульс", аккредитованный Госстандартом Украины на независимость и техническую компетентность. С 1996 года Владимир Иванович – директор НИПКИ "Молния" ХГПУ.

В 1997 году В.И. Кравченко успешно защитил докторскую диссертацию на тему "Научно-технические основы обеспечения электромагнитной стойкости технических средств к поражающему действию грозовых разрядов" по специальности "Техника сильных электрических и магнитных полей". С появлением первого доктора технических наук в НИПКИ "Молния" ХГПУ существенно активизировалась работа по подготовке в этом известном своими фундаментальными теоретическими и экспериментальными работами научном учреждении страны научных специалистов высшей квалификации. Сейчас в данном научно-исследовательском институте успешно трудятся пять докторов технических и физико-математических наук и девять кандидатов технических наук. На высоком уровне выполняется госбюджетная и хозяйственная тематика. Издаются монографии, учебные пособия и огромное количество научных печатных работ. В 2002 году НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" за высокие

достигнутые результаты в научно-технической работе был удостоен Серебряного диплома Лауреата международного конкурса "Золотая фортуна". Область научных интересов Владимира Ивановича охватывает элект-



ромагнитную совместимость и электромагнитную стойкость технических объектов, стандартизацию и метрологию в них. Большой вклад внес Владимир Иванович в то, что на сегодня НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" является единственным в Украине Центром по проведению государственных и сертификационных электромагнитных испытаний летательных аппаратов и авиационного оборудования. Под научным руководством и при непосредственном творческом участии В.И. Кравченко сотрудники НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" внесли большой вклад в комплекс работ по обеспечению требований электромагнитной совместимости первого экспериментального борта отечественного самолета АН-148. За данный цикл работ в 2004 году группа сотрудников

института во главе с Владимиром Ивановичем была удостоена высокой награды родины – присуждения Государственной премии Украины в области науки и техники. Он в 2004 году был награжден Почетной Грамотой Президиума Верховного Совета Украины. Немало сделал В.И. Кравченко для развития уникального высоковольтного испытательного полигона института, ставшего в 1999 году объектом Национального достояния Украины, и для того, чтобы в 2006 году сразу 10 ученых НТУ "ХПИ" и НИПКИ "Молния" за работу "Научно-технические основы разработки современной высоковольтной импульсной техники" стали лауреатами Государственной премии Украины в области науки и техники. В 2003 году Владимиру Ивановичу было присвоено ученое звание профессора. Он подготовил трех кандидатов технических наук. О высоком научно-техническом уровне этого ученого свидетельствует то, что он автор двух научных монографий ("Радиоэлектронные средства и мощные электромагнитные помехи" издана в г. Москве в 1987г. и "Грозозащита радиоэлектронных средств" издана в г. Москве в 1991г.) и соавтор одного учебного пособия по "Технике и электрофизике высоких напряжений" (издано в г. Харькове в 2005 году). Он автор более 120 научных трудов (статей, авторских свидетельств и патентов на изобретения, госстандартов и учебно-методических работ).

Ректорат НТУ "ХПИ", деканат физико-технического факультета, сотрудники кафедры "Инженерная электрофизика" и коллектив возглавляемого им института желают дорогому Владимиру Ивановичу крепкого здоровья, большого счастья, успешной перспективы во всех его начинаниях и устремлениях, творческого вдохновения и дальнейших успехов в научной, производственной и педагогической деятельности.

Редакционная коллегия журнала "Электротехніка і електромеханіка" присоединяется к этим пожеланиям.

ПУЙЛО ГЛЕБ ВАСИЛЬЕВИЧ

(к 75-летию со дня рождения)

Исполнилось 75 лет Глебу Васильевичу Пуйло – доктору технических наук, профессору, крупному ученому, известному специалисту в области электрических машин и трансформаторов.

Глеб Васильевич родился 25 июля 1932 года в с. Келеберда Кременчугского района Полтавской области. В 1950 году окончил с золотой медалью Одесскую среднюю школу №118 и поступил на электротехнический факультет Одесского политехнического института (ОПИ), а в 1955 г. также с отличием окончил электротехнический факультет Одесского политехнического института.

После окончания ОПИ работал по направлению на Челябинском заводе электрических машин, где занимался испытаниями и наладкой электрических машин.

Кандидатскую диссертацию по теме: "Некоторые возможности оптимизации и исследования мощных силовых трансформаторов на ЦВМ" защитил в 1966 г. в ученом совете при Одесском политехническом институте.

В 1992 г. в Специализированном ученом совете при Московском энергетическом институте защитил докторскую диссертацию "Математическое моделирование и автоматизированный проектный синтез специальных трансформаторов".

Воспитанник и последователь научной школы доктора технических наук, профессора К.К. Балашова по технико-экономическим основам проектирования трансформаторов и электрических машин. Он основал научную школу и научное направление: автоматизированный оптимальный проектный синтез и исследования электромагнитных и электромеханических преобразователей энергии.

С 1973 по 1983 год Глеб Васильевич заведовал кафедрой электрических машин. В этот период он организовал создание ряда новых учебных лабораторий – электрических микромашин, технологии машиностроения, электрических аппаратов, а также научно-исследовательскую лабораторию электрических машин и кафедральную механическую мастерскую для изготовления разрабатываемых на кафедре новых видов машин.

За время работы на кафедре электрических машин Г.В. Пуйло читал многие лекционные курсы и в настоящее время читает лекции по дисциплинам: "Электрические машины", "Основы автоматизированного проектирования электрических машин", "Методы оптимизации электрических машин и оборудования", руководит аспирантами и является консультантом докторантов.

В течение многих лет профессор Г.В. Пуйло руководил научно-исследовательскими работами по договорам с различными научными учреждениями и промышленными предприятиями. Заказчиками его

разработок были: Всесоюзный институт трансформаторостроения (г. Запорожье), Институт сварки им. Е.О. Патона (г. Киев), НИИ "Уралэлектроаппарат" (г. Екатеринбург), ПО "Электромаш" (г. Тирасполь), СКБ СВПО "Трансформатор" (г. Тольятти) и другие.

Профессор Г.В. Пуйло имеет 12 изобретений, 4 из которых – по измерительным трансформаторам тока с повышенной точностью и силовым специальным трансформаторам были внедрены. Он является автором более 120 научных статей по проблемам математического моделирования и автоматизированного проектного синтеза электромеханических и электромагнитных устройств, монографии, трех учебных пособий и большого количества методических разработок. Под научным руководством профессора Г.В. Пуйло защищены 2 докторские и 5 кандидатских диссертаций.

С 2000 г. по 2006 г. работал членом экспертного совета "Электротехника и электроэнергетика" ВАК Украины. Руководит семинаром научного совета НАН Украины "Электромагнитные процессы и проектный синтез электрических машин и трансформаторов" по комплексной проблеме "Научные основы энергетики". Был организатором проведения и руководителем двух Всесоюзных научно-технических конференций по проблемам САПР электрических машин (1977, 1983 г.). Заместитель главного редактора межведомственного научно-технического сборника "Электромашинобудовання та електрообладнання". Член редакционной коллегии специализированных журналов "Электротехніка і Електромеханіка" и "Электротехника и электроэнергетика". Член редакционного совета научно-технического сборника "Труды Одесского национального политехнического университета". Он является членом методического совета Министерства образования и науки Украины по направлению "Электромеханика". Профессор Г.В. Пуйло активно участвует в республиканских и международных научных конференциях по проблемам электромеханики.

В 1993 г. награжден медалью "Ветеран труда" и Почетной грамотой Министерства образования и науки Украины за успешную работу в деле обучения и воспитания студенческой молодежи, чему в немалой степени способствуют его увлечения – художественная и политическая литература, изобразительное искусство, спорт (спортивная гимнастика).

Среди коллег по кафедре и электротехнической общественности Украины Глеб Васильевич пользуется заслуженным уважением и авторитетом.

Редколлегия журнала "Электротехника и Электромеханика", друзья, коллеги и многочисленные ученики поздравляют Глеба Васильевича с юбилеем, желают ему крепкого здоровья, дальнейших творческих успехов.



Список авторів

Б

Байда Евгений Иванович.....	5
Баранов Михаил Иванович.....	48
Беспрозванных Анна Викторовна.....	61
Бондар Олег Игоревич.....	34
Бондина Нина Николаевна.....	66
Бржезицкий Владимир Александрович.....	71

В

Веремеенко Андрей Владимирович.....	9
-------------------------------------	---

Г

Гапоненко Геннадий Николаевич.....	5
Голенков Геннадий Михайлович.....	9
Горкунов Борис Митрофанович.....	37
Gurevich Vladimir.....	12

К

Клименко Борис Владимирович.....	16
Крамчанин Евгений Геннадиевич.....	66

Л

Лютенко Лариса Анатолиевна.....	66
---------------------------------	----

М

Макогон Сергей Андрійович.....	21
Маслючнко Игорь Николаевич.....	71
Михайлов Валерий Михайлович.....	66

П

Павленко Татьяна Павловна.....	30
Панасенко Микола Васильович.....	24
Панасенко Надія Миколаївна.....	24
Пантелят Михаил Гарриевич.....	42

Т

Троценко Евгений Александрович.....	71
-------------------------------------	----

Х

Хворост Володимир Юрійович.....	24
---------------------------------	----

Ш

Шульженко Николай Григорьевич.....	42
------------------------------------	----

Abstracts

Electrical Mashines and Apparatus

Baida E.I., Gaponenko G.N., Kobozev A.S.

Modeling of short-circuit current interruption by circuit breakers.

In the article, problems of modeling of short-circuit current interruption in a three-phase electric circuit by a current-limiting automatic circuit breaker are considered by means of a mathematical model developed on the basis of theoretical and experimental research. It allows modelling electric circuit opening, calculate values of Joule integral adjusted for voltaic arc quenching time, determining breaker opening time and significantly decreasing volume of full-scale experiments.

Key words – **short-circuit current interruption, three-phase electric circuit, modeling.**

Golenkov G.M., Veremeenko A.V.

Optimization with help of finite element method parameters of the linear asynchronous motor with current layer on the runner.

The design of the switch device which is driven by the coaxial-linear asynchronous electric motor with the combined winding on the armature is considered by the finite element method and parameters of the motor is optimized.

Key words – **switch device, coaxial-linear asynchronous motor, finite element method.**

Gurevich V.I.

A Problem of Power Supply of Microprocessor-Based Protective Relays at Emergency Mode.

The paper discusses a problem of power supply for microprocessor-based protective relays in a substation with AC and DC auxiliary voltage in an emergency mode. The paper recommends application of power capacitors and supercapacitors instead of UPS as energy storage elements for short-time duration feeding of protective relays in emergency modes.

Key words – **protective relaying, relays, microprocessors, power capacitor, supercapacitor.**

Klimenko B.V.

International Electrical Vocabulary – Ukrainian prospects.

Publication of selected translation from section 441 - Switchgear, controlgear and fuses – of International Electrical Dictionary (IED) into Ukrainian continues. The Ukrainian for section

5 441-17 – Characteristic quantities of switchgear, controlgear and fuses is introduced.

Key words – **International Electrical Dictionary, section 441-17 – Characteristic quantities of switchgear, controlgear and fuses, terms and definitions, translation into Ukrainian.**

Makogon S.A.

The three-level control system of the vibratory driver with the linear vibration exciter.

Use of the linear vibration exciter for the vibratory driver is offered, control process of vibratory pile sinking is examined and a three-level system of its automation is offered. The performance of each level is given depending on presence of the information on a system, the field of use is described. The practical realization of the lower level of automation is given.

Key words – **vibratory driver, linear motor, control system, automation.**

Panacenko M.V., Panacenko N.M., Khvorost V.Yu.

Energy-saving high-current high-voltage keys and phase modules on their basis.

A hybrid structure of a high-current high-voltage two-quadrant alternating-current key is considered in terms of realization of positive properties of asymmetric dual-operational thyristers and bipolar insulated-gate transistors so as to reduce power loss in the keys. A scheme of a phase module with uniform switching nodes based on the hybrid keys with reduced dynamic power loss is given.

Key words – **high-current high-voltage key, phase module, power loss reduction.**

Pavlenko T.P.

Amorphous alloys and feasibility of their application in semiconductor release blocks of automated switches.

In the work, the basic properties of amorphous alloys and feasibility of their application in different fields of engineering are considered. Taking into account features of new soft magnetic materials, there is a necessity of their application in magnetic cores of low-voltage apparatus elements, namely, in semiconductor release blocks of VA circuit breakers.

Key words – **amorphous alloys, soft magnetic material application, semiconductor release block, circuit breakers.**

12

16

34

21

24

30

Electrical Engineering: Theory

Bondar O.I.

Electromagnetic processes in a nonlinear electrochemical circuit with three reactive elements under pulse input voltage influence.

In the article, a refined mathematical model of a metal plating electrolyzer which takes into ac-

count cathode and anode capacitance and electrolyte inductance is introduced. Time dependences of electrical quantities that are figures of quantitative growth and quality of metal coating are obtained. Results of experimental validation of the developed model adequacy are given.

Key words – pulse electrolysis, mathematical modeling, numeric solution, cathode processes.

Gorkunov B.M.

A comparative analysis of metrological performance of peak-phase eddy-current testing methods for ferromagnetic materials.

The paper considers some methods of joint noncontact testing of magnetic conductivity and specific resistance of ferromagnetic products via eddy-current transformers. The basic mathematical relations for the testing sensitivity and error calculation are obtained. A comparative analysis of eddy-current transformers operation through metrological performance is conducted to result in determining rational operating modes of the eddy-current transformer, recommendations as for the transformer utilization in specified requirements for industrial quality control are given.

Key words – eddy-current transformer, magnetic conductivity, specific resistance, sensitivity, error.

Pantelyat M.G., Shulzhenko N.G.

37 **Utilization of magnetic vector potential in FEM analysis of transient 3D electromagnetic fields in conducting media.**

A survey and comparative analysis of the main formulations for transient 3D electromagnetic field calculations with a finite element method are presented. The considered formulations are based on utilization of magnetic vector potential and other potentials of electromagnetic field. Advantages and disadvantages of various formulations are analyzed. Criteria for choice of formulations for FEM analysis of transient 3D electromagnetic fields in various electrical and power equipment are introduced. The authors' opinion on correct choice of formulations for developing effective software applications on their basis is given.

Key words – transient 3D electromagnetic fields, magnetic vector potential, finite element method, formulation.

42

High Electrical and Magnetic Field Engineering

Baranov M.I.

Retrospective review, state-of-the-art and perspective development of investigations in the field of creating electric installations with high-power electric and magnetic energy accumulators.

Brief information from the history of invention of electricity sources and accumulators are presented, some results of domestic and foreign retrospective, current and perspective investigations on creation and utilization, for scientific and technological purposes, of high-voltage electrophysical installations with high-power electric and magnetic energy accumulators given.

Key words – history, investigation, high-voltage electrophysical installations, high-power electric and magnetic energy accumulators.

Besprozvannykh A.V.

Comparative analysis of the transverse structure of unfilled and filled telephone cables based on capacity and dielectric dissipation measurement results.

Results of electric capacity and dielectric dissipation measurements for unfilled and hydrophobic-jelly-filled telephone cables with polyethylene insulation are analyzed. It is revealed that filling of the core results in 10 % increase in mutual capacitance of pairs. Hydrophobic filling is non-uniformly distributed in the transverse structure of a cable, which is proved by greater spread of dielectric dissipation in the filled cables.

Key words – direct measurements, mutual capacitance, partial capacities, dielectric dissipation, hydrophobic filling.

48

Bondina N.N., Kramchanin E.G., Lyutenko L.A., Mikhailov V.M.

Electrodynamic forces acting on a cylindrical shell under oscillating discharge of a magnetic pulse forming machine.

A pulse magnetic field and electrodynamic forces that act on a thin cylindrical shell placed in a coil are analyzed with similarity criterions. A first-approximation mathematical model and a new similarity criterion are utilized, the criterion values specified for efficient magnetic pulse compression and expansion of the shell.

Key words – thin cylindrical shell, pulse magnetic field, magnetic pulse compression and expansion, mathematical model, similarity criterions.

61

Brzhezitsky V.A., Masluchenko I.N., Trotsenko E.A.

To calculation of electric field of a gas-filled bushing.

Known empirical formulas are corrected for more precise determination of maximal electric field intensity on a conductor electrode of a high-voltage gas-filled bushing.

Key words – gas-filled bushing, electric field calculation, empirical formula correction.

66

71

ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ СТАТЕЙ 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 анотацій українською мовою, до 5 рядків (для громадян України).

Текст анотацій на російській мові, до 5 рядків.

ВСТУП

У журналі публікуються результати досліджень і огляди у області електричних машин і апаратів, сильних магнітних полів і теоретичної електротехніки, що не публікувалися раніше, методичні матеріали по напрямках підготовки "Електротехніка" і "Електромеханіка", а також інформаційні матеріали за профілем журналу.

Пакет документів, що направляється в редакцію повинен містити:

1) у друкованому варіанті:

— стаття або інформаційний матеріал (1 екз.) виконаний на аркушах паперу формату А4 густиною 80 - 90 г/м², віддрукований на лазерному принтері з роздільною здатністю не менше 300 dpi;

— акт експертизи з печаткою (для громадян України). Офіційний лист з проханням опублікувати статтю (для громадян зарубіжних країн);

— рецензія (підписується доктором наук і засвідчується печаткою);

— копія документа про оплату за публікацію.

2) в електронному варіанті:

— стаття або інформаційний матеріал, виконаний у відповідності до даних вимог (без колонтитулів і нумерації сторінок);

— анотація англійською мовою (автори, назва статті, анотація, ключові слова);

— відомості про авторів (прізвище, ім'я, по-батькові повністю, дата народження, місце роботи, посада, основні напрями наукової діяльності).

Анотація і відомості про авторів виконуються у вигляді окремого документа Microsoft Word і з довільним 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.

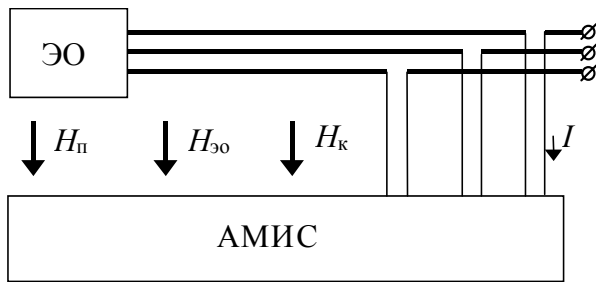


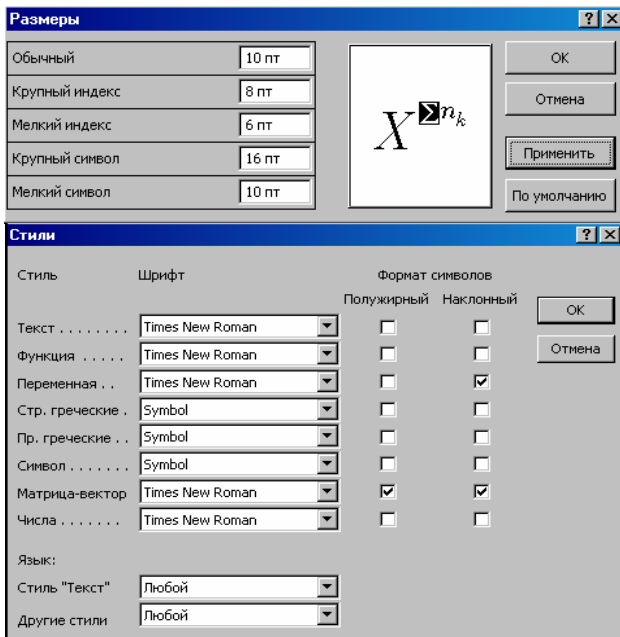
Рис.1. Функціональна схема пристрою

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 ℓ , а також змінювати розмір об'єкту формули. Крім того, необхідно використовувати символ множення у вигляді крапки.

Великі вирази і рівняння необхідно записувати в декілька рядків

$$Y = \varphi_0(S_n) + \gamma_0 \cdot \int_{S=0}^{S_n} \varphi_0 \cdot \sin(S_n - S) \cdot dS + \gamma_0^2 \cdot \int_{S=0}^{S_n} P_0(S) \cdot \cos(S_n - S) \cdot dS. \quad (2)$$

Символи у формулах і в тексті статті повинні мати однакові зображення.

Перелік літератури розміщується в кінці тексту. Розмір шрифту - 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 02.12.2007

або

Надійшла 02.12.2007

Матеріали приймаються за адресою:

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

Електронні варіанти матеріалів по E-mail: kbv@kpi.kharkov.ua eie@kpi.kharkov.ua

Довідки за телефонами: (057) 707-62-81 Клименко Борис Володимирович, Злунціна Наталя Ростиславівна

НАУКОВО-ПРАКТИЧНИЙ ЖУРНАЛ

Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics
2007'5

ISBN 966-593-254-3



Технічне редагування:

Смельянов Вадим Леонідович

т. (057)707-69-76

E-mail: evl@kpi.kharkov.ua

Секретар редакції:

Злуніцина Наталя Ростиславівна

т. (057)707-62-81

E-mail: seb@kpi.kharkov.ua

Підписано до друку 03.10.2007 р.

Формат 60 × 90 1/8. Папір Prima Copy

Друк - офсетний. Ум. друк. арк. 10,3.

Наклад 300 прим. 1-й завод - 122. Зам. № 947. Ціна договірна.

НТУ "ХПІ". 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

КП Друкарня №13. 61002, Харків, вул. Артема, 44
