



Електротехніка і Електроомеханіка

Электротехника и Электромеханика

Electrical engineering & Electromechanics

2007'6



Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics

EIE

Науково-практичний журнал

2007'6

Держвидання

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

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

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ:

Головний редактор

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

Члени редколегії

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Кириленко О.В. д.т.н., професор, академік НАНУ, директор ІЕД НАНУ, Київ

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

АДРЕСА РЕДКОЛЕГІЇ

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

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

ЗМІСТ

Електричні машини та апарати

Байда Е.И.	Моделирование процессов отключения токов короткого замыкания автоматическими выключателями токоограничивающего исполнения	5
Болюх В.Ф., Болюх Е.Г.	Ударный электромеханический преобразователь индукционно-динамического типа с ускоряемым индуктором и неподвижной форсирующей обмоткой	9
Выронец С.В., Чепелюк А.А.	Расчет магнитной системы с однопозиционной магнитной защелкой на базе высококоэрцитивных постоянных магнитов для вакуумных выключателей	15
Грищук Ю.С., Кузнецов А.И., Грищук С.Ю., Ржевский А.Н.	К тепловому расчету предохранителей с комбинированным наполнителем	20
Gurevich Vladimir	Problem with output relays used in microprocessor-based protection devices: what to do?	24
Загирняк М.В., Усатюк В.М., Подорожний С.В.	Расчет новой конструкции сепаратора для переработки металлургических шлаков	30
Клименко Б.В.	Міжнародний електротехнічний словник: українські перспективи	35
Клименко Б.В., Гречко А.М., Ересько А.В.	Электромагнитный привод с двухпозиционной магнитной защелкой для вакуумного выключателя среднего напряжения	40
Король Е.Г.	Анализ методов моделирования петли гистерезиса ферромагнитных материалов	44
Лебедев В.А.	Оценка затрат энергии при механизированной дуговой сварке плавящимся электродом	48
Павленко Т.П.	Анализ состояния поверхности катода на основе статистической теории твердого тела	52
Терешин В.Н., Богданова Л.Е.	К вопросу о времени срабатывания автоматических выключателей в зоне токов перегрузки	56

Теоретична електротехніка

Баранов М.И.	Эвристическое определение максимального числа электронных полувольт де бройля в металлическом проводнике с электрическим током проводимости	59
Жемеров Г.Г., Ильина О.В.	Теория мощности Фризе и современные теории мощности	63

Техніка сильних електричних та магнітних полів

Бондаренко А.Ю., Сериков Г.С., Чаплыгин Е.А.	Низковольтный генератор импульсов тока широкого частотного диапазона для физического моделирования	66
Кравченко В.И., Петков А.А.	Параметрический синтез высоковольтного импульсного испытательного устройства с емкостным накопителем энергии	70

Ювілеї

Мішин В.І.	До 75-річчя з дня народження	76
-------------------	------------------------------	-----------

Список авторів		77
-----------------------	--	-----------

Abstracts		78
------------------	--	-----------

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

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

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

ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!

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

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

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

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

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ОТКЛЮЧЕНИЯ ТОКОВ КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ АВТОМАТИЧЕСКИМИ ВЫКЛЮЧАТЕЛЯМИ ТОКООГРАНИЧИВАЮЩЕГО ИСПОЛНЕНИЯ

Байда Е.И., к.т.н., доц.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Электрические аппараты"
тел. (057) 707-69-76, факс (057) 707-66-01, E-mail: baida@kpi.kharkov.ua

У статі розглянуто питання моделювання відключення струмів короткого замикання струмообмежуючим автоматичним вимикачем з електродинамічним пристроєм за допомогою математичної моделі, створеної на базі теоретичних та експериментальних досліджень. Це дозволяє моделювати процес відключення електричного кола, розрахувати значення Джоулевого інтегралу з урахуванням часу гасіння електричної дуги, визначити час розімкнення контактів, оцінювати струмообмежуючу дію та суттєво скоротити об'єм натурних експериментів.

В статье рассматриваются вопросы моделирования отключения токов короткого замыкания токоограничивающим выключателем с электродинамическим устройством при помощи математической модели, созданной на базе теоретических и экспериментальных исследований. Это позволяет моделировать процесс отключения электрической цепи, рассчитать значения Джоулевого интеграла с учетом времени горения дуги, определить время размыкания контактов, оценить токоограничение и существенно сократить объем натурных экспериментов.

Наиболее опасным аварийным режимом с точки зрения теплового и механического воздействия на токоподводящие линии и электрооборудование является режим трехфазного короткого замыкания (КЗ) на выводах выключателя. В случае "коротких" или мощных электрических цепей, токи КЗ в таком режиме достигают недопустимо больших величин. Для защиты токоподводящих линий и оборудования в таких цепях устанавливают автоматические выключатели (АВ) токоограничивающего исполнения. В этой связи, практический интерес представляет расчет переходных процессов в трехфазных электрических цепях, а так же процесс отключения такой цепи токоограничивающим АВ. Рассматриваемая цепь - трехфазная цепь, соединенная по схеме "звезда" с нулевым проводом. В самом общем случае, расчетная электрическая схема цепи показана на рис. 1, где u_A, u_B, u_C - фазные напряжения; R_l, L_l - параметры линии, включая параметры обмоток питающего трансформатора; R_n, L_n - параметры нагрузки; Q - контакты автоматического выключателя; R_{l0}, L_{l0} - параметры нулевого провода; i_A, i_B, i_C, i_0 - токи соответствующих фаз и нулевого провода. Причем, полное сопротивление нулевого провода в три раза превышает сопротивление линейного провода.

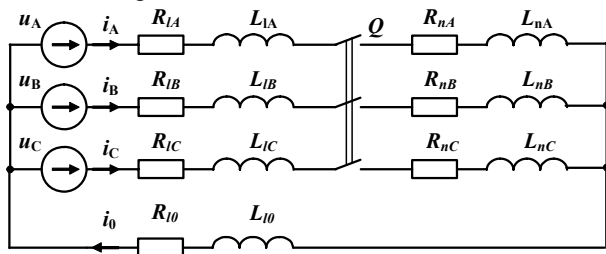


Рис. 1. Электрическая схема трехфазной цепи с нулевым проводом

Для трехфазного КЗ на выводах выключателя расчетная схема будет иметь вид, показанный на рис. 2.

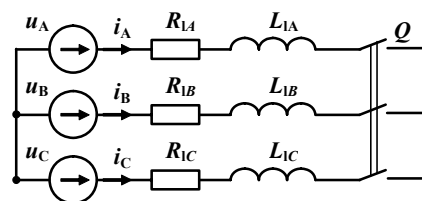


Рис. 2. Расчетная схема цепи в случае трехфазного КЗ на выводах выключателя

Расчет переходных режимов в случае трехфазного короткого замыкания на выводах выключателя осуществляется для соответствующих электрической схемы рис. 2. Сопротивления Z_l могут быть рассчитаны по действующему значению установившегося тока короткого замыкания, который принимался равным $30 I_n$, а коэффициент мощности $\cos(\varphi_{КЗ})$ принимался равным 0,1.

Для расчета процесса гашения дуги токоограничивающим выключателем, прежде всего, необходимо определиться с конструкцией токоограничивающего устройства, которое играет решающую роль в процессе отключения электрической цепи. В настоящей работе будет рассмотрен АВ серии АЗ700 с двойной электродинамической петлей. При отключении токоограничивающим автоматическим выключателем электрической цепи будем исходить из следующих предположений и допущений:

- Время начала расхождения контактов рассчитывается на основании равенства сил контактного нажатия электродинамической силе токоограничивающего устройства, и для каждой фазы будет иметь свое значение.
- Время начала движения дуги рассчитывается на основании решения дифференциального уравнения движения для малоподвижной части электродинамической петли и определяется исходя из раствора контактов в 2,5 мм [2].
- Так как время размыкания контактов и начало роста напряжения на дуге различны для каждой из фаз,

то может возникнуть ситуация, когда механизм выключателя начнет размыкать подвижные контакты раньше, чем начнется движение контактов токоограничителя в одной из фаз. В этой связи, необходимо знать время от достижения током цепи тока уставки выключателя до начала движения подвижных контактов – назовем его временем срабатывания выключателя.

- Если время срабатывания меньше, чем время начала размыкания контактов одной из фаз токоограничителя под действием электродинамики, то временем начала движения контактов необходимо считать время срабатывания выключателя, а время начала движения дуги определяется исходя из средней скорости размыкания контактов под действием пружины, которую можно ориентировочно принять равной 1 м/с на расстоянии 2,5 мм или рассчитать [1].

- Кроме того, при расчетах необходимо учитывать тот факт, что при определенных значениях электродинамического коэффициента контура малоподвижного контакта может возникнуть ситуация повторного замыкания контактов с последующим их свариванием, что так же должно быть учтено в процессе расчета.

- Напряжение на дуге может быть аппроксимировано кусочно-линейной функцией.

- Скорость нарастания напряжения на дуге зависит от значения тока в момент размыкания контактов и определяется по экспериментальным данным.

Очевидно, скорость нарастания напряжения на дуге для токоограничивающего выключателя будет одинаковой, так как принимается, что контактное нажатие на полюсах выключателя одинаково и контакты начинают размыкаться под действием электродинамики при одинаковом значении тока цепи.

Момент размыкания контактов токоограничивающего выключателя определяется значением тока цепи и зависит от конструкции токоограничивающего устройства. Поэтому, перед расчетом процесса отключения необходимо провести расчет токоограничивающего устройства рассматривается двойная электродинамическая петля, схематически показанная на рис. 3.

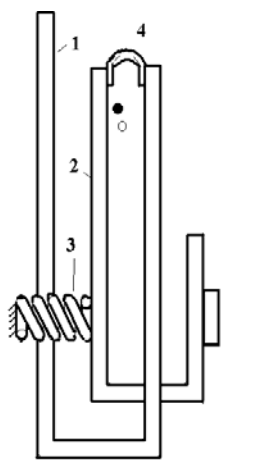


Рис. 3. Конструкция двойной электродинамической петли: 1-неподвижная часть; 2- малоподвижный контакт, вращающийся относительно оси O; 3 – контактная пружина; 4 – гибкое соединение

Работа устройства заключается в размыкании контактов за счет движения малоподвижной части под действием электродинамических сил. Необходимо учесть, что интенсивное нарастание напряжения на дуге до момента входа ее в дугогасительную решетку определяется моментом выхода дуги из межконтактного промежутка, который по экспериментальным данным наступает при достижении раствора контактов величины порядка 2,5 мм. Расчет значения токов короткого замыкания был проведен на основании решения системы дифференциальных уравнений для трехфазной электрической системы и получен в аналитической форме. Далее, был рассчитан момент начала движения контакта 2, см. рис. 3, который определится на основании решения трансцендентного уравнения:

$$F_{kl} = \frac{\mu_0}{4 \cdot \pi} \cdot i_1^2(t_{tr}) \cdot k_k, \quad (2)$$

где F_{kl} - контактное нажатие в каждой из фаз; $i_1^2(t)$ - квадрат тока соответствующей фазы; k_k - электродинамический коэффициент контура; t_{tr} - время трогания контакта 2, рис. 3.

Решение уравнения (2) относительно времени, дает время трогания малоподвижного контакта. Для определения времени достижения контактами раствора 2,5 мм, решается уравнение движения:

$$m_p \cdot \frac{d^2 s_l(t)}{dt^2} = \frac{\mu_0}{4 \cdot \pi} \cdot i_1^2(t) \cdot k_k - F_{kl} \quad (3)$$

$$s_l(t_{tr1}) = 0, \quad \frac{ds_l(t_{tr1})}{dt} = 0,$$

где $s_l(t)$ - путь малоподвижного контакта каждой из фаз; m_p - приведенная масса.

Для расчета времени выхода дуги из межконтактного промежутка необходимо решить нелинейное уравнение:

$$s_l(t_{dv}) = 2,5 \cdot 10^{-3}, \quad (4)$$

где t_{dv} - время начала движения электрической дуги.

На основании полученных данных определяются времена размыкания контактов и выхода дуги из межконтактного промежутка, которые определяют процесс дугогашения. В соответствии с описанной методикой, был проведен расчет токоограничивающего выключателя при условии, что номинальный ток равен 630 А, ток короткого замыкания тридцатикратен номинальному, коэффициент контура равен 5, а сила контактного нажатия – 150 Н. Аварийный режим - симметричное короткое замыкания на выводах выключателя. На рис. 4 показаны соотношения электродинамической силы и силы контактного нажатия для соответствующих фаз. Из рисунка 4 следует, что размыкание контактов будет происходить в различные моменты времени. Для определения времени трогания для каждого из контактов были решены трансцендентные уравнения (2) и получены следующие значения времен трогания: фаза А – 4 мс, фаза В – 8,73 мс; фаза С – 2,27 мс. На рисунке 5 показаны решения дифференциального уравнения движения малоподвижного контакта (2, рис. 3) с момента трогания (точка 1 рис. 6).

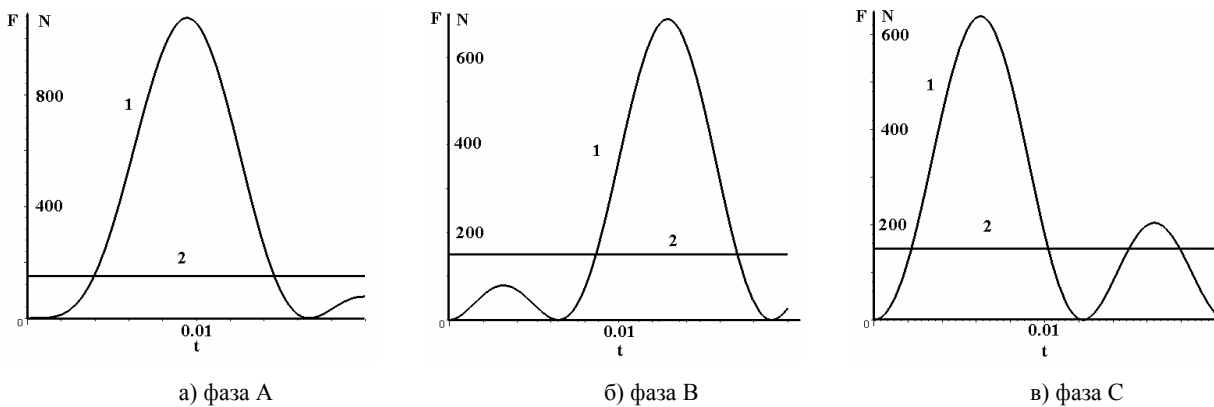


Рис. 4. Соотношение между электродинамической силой и силой контактного нажатия:
1 – электродинамическая сила; 2 – сила контактного нажатия

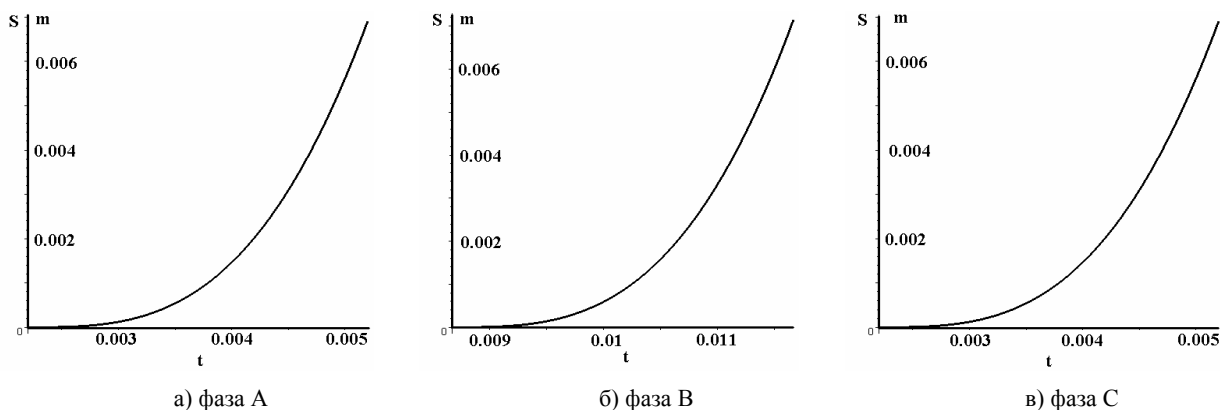


Рис. 5. Графики движения малоподвижного контакта

На основании проведенных расчетов по решению нелинейного уравнения (4), были получены следующие времена начала движения дуги и интенсивного роста напряжения на ней от начала тока короткого замыкания (точка 2 на рис. 6): для фазы А – 6,1 мс; для фазы В – 10,8 мс; для фазы С – 4,4 мс. Время от начала трогания до выхода дуги из межконтактного промежутка составляет: для фазы А- 2,1 мс; для фазы В- 2,1 мс; для фазы С - 2,17 мс.

Считая, что время срабатывания выключателя больше 10,8 мс (механизм плюс электромагнит) получаем, с учетом скорости нарастания напряжения, график напряжения на дуге, показанный на рис. 6. В том случае, если время от достижения током цепи уставки до начала размыкания контактов механизмом автоматического выключателя меньше 10,8 мс, или в цепи режим короткого отличающийся от принятого ранее, то соответствующие времена для соответствующих фаз будут определяться как и для не токоограничивающего автоматического выключателя – по средней скорости размыкания контактов.

На рис. 7 показаны результаты расчета по от-

ключению симметричного трехфазного короткого замыкания токоограничивающим выключателем в безразмерных единицах. Из рисунка явно видно токоограничивающее действие выключателя.

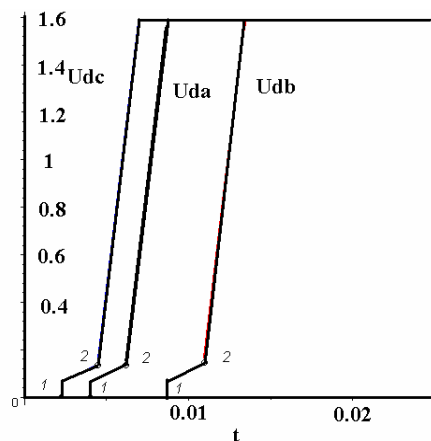


Рис. 6. Напряжение на дуге в относительных единицах для токоограничивающего выключателя

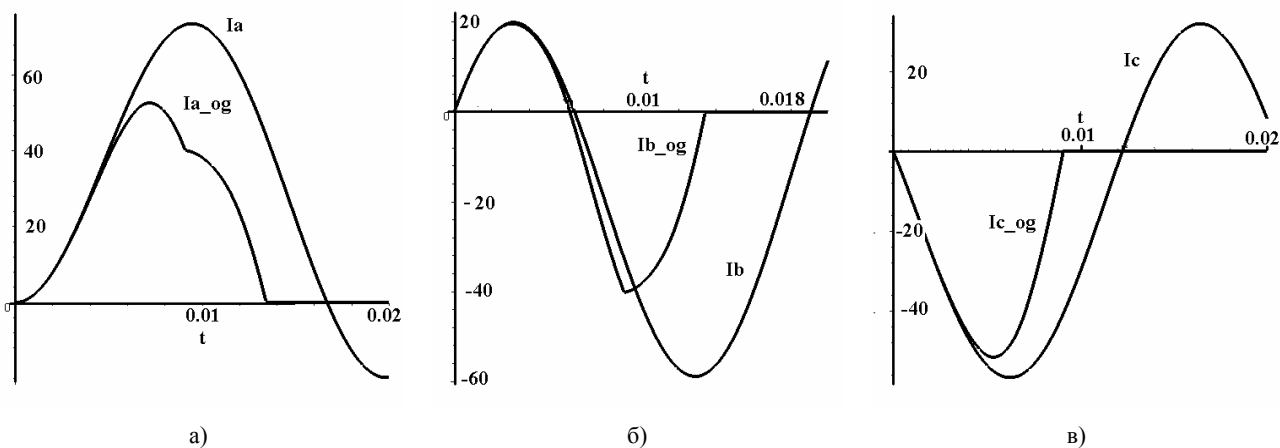


Рис. 7. Процесс токоограничения: а) в фазе А, б) в фазе В, в) в фазе С

На рис. 8 показаны токи в фазах при аварийном отключении цепи в относительных единицах (действующее значение установившегося тока короткого замыкания тридцатикратно номинальному току).

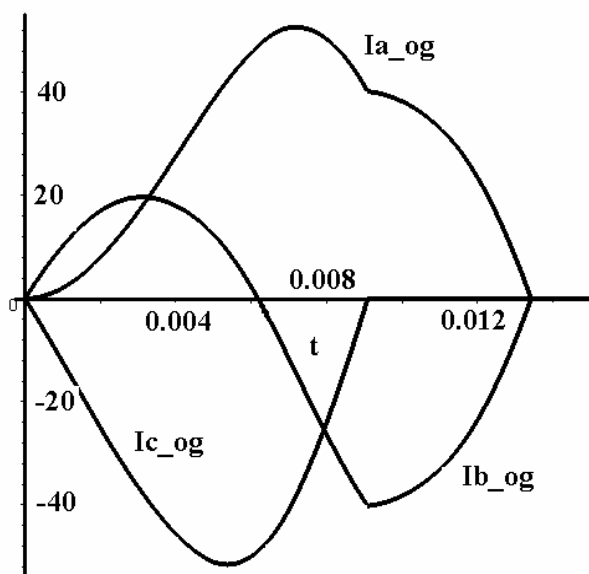


Рис. 8. Значения тока в фазах при отключении аварийного режима короткого замыкания на выводах выключателя в относительных единицах

Значение Джоулевого интеграла в относительных единицах для каждой из фаз приведены в табл. 1.

Таблица 1
Расчетные значения Джоулевого интеграла для каждой из фаз выключателя

Фаза	А	В	С
$Q = \int_t i^2 \cdot dt$	15,1	6,77	11,54

Причем, сравнительные характеристики показывают, что в случае отсутствия токоограничивающего устройства и времени отключения тока в фазе А за 20 мс, значение Джоулевого интеграла было бы равно 56,25 относительных единиц, что примерно в 3,7 раза больше, чем в рассмотренном случае.

Из приведенных данных расчетов следует явно несинусоидальный характер тока в отключаемой цепи при воздействии на нее электрической дуги.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основании теоретических и экспериментальных исследований разработана математическая модель отключения электрической цепи токоограничивающим выключателем с двойной электродинамической петлей, которая позволяет частично отказаться от дорогостоящих натуральных экспериментов, и дает возможность:

1. По известным параметрам отключаемой цепи определить значения токов короткого замыкания в различных аварийных режимах (одно-, двух- и трехфазное короткое замыкание) с учетом переходных процессов.
2. Рассчитать значение Джоулевого интеграла с учетом времени горения дуги на контактах выключателя и параметров цепи.
3. Для токоограничивающего выключателя программа позволяет определить параметры и эффективность токоограничивающего устройства, а именно: значения ограниченного тока; требуемое значение коэффициента контура исходя из условия отсутствия повторного замыкания контактов и т.д.
4. Данная 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 10.04.2007

УДАРНЫЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ИНДУКЦИОННО-ДИНАМИЧЕСКОГО ТИПА С УСКОРЯЕМЫМ ИНДУКТОРОМ И НЕПОДВИЖНОЙ ФОРСИРУЮЩЕЙ ОБМОТКОЙ

Болюх В.Ф., д.т.н., проф., Болюх Е.Г.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт",
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе 21, НТУ "ХПИ", кафедра общей электротехники
тел. (057) 76-70-427, E-mail: bolukh@kpi.kharkov.ua

Запропонована концепція ударного електромеханічного перетворювача індукційно-динамічного типу з індуктором, що прискорюється, та нерухою форсувальною обмоткою. Розроблена математична модель перетворювача, що описує його електромеханічні процеси. Встановлені співвідношення між геометричними параметрами якоря, що прискорюється, на нерухомій форсувальній обмотки. Показано, що запропонований електромеханічний перетворювач характеризується підвищеною ефективністю роботи у порівнянні з базовим варіантом традиційної конструкції.

Предложена концепция ударного электромеханического преобразователя индукционно-динамического типа с ускоряемым индуктором и неподвижной форсирующей обмоткой. Разработана математическая модель преобразователя, описывающая его электромеханические процессы. Установлены соотношения между геометрическими параметрами ускоряемого якоря и неподвижной форсирующей обмотки. Показано, что предложенный электромеханический преобразователь характеризуется повышенной эффективностью работы по сравнению с базовым вариантом традиционной конструкции.

ВВЕДЕНИЕ

Одним из перспективных направлений современной электромеханики является разработка высокоэффективных функциональных устройств, содержащих как исполнительный элемент, так и высокоэффективный электродвигатель. К таким устройствам относится электромеханический преобразователь линейного движения, содержащий линейный электродвигатель, якорь которого жестко соединен с перемещаемым исполнительным элементом, выполняющим ударное воздействие [1, 2]. Рабочие процессы в таком ударном преобразователе во многом зависят от параметров исполнительного элемента и электродвигателя, режимов работы, длительности и характера рабочего цикла. Непосредственное соединение якоря двигателя с исполнительным элементом лишает электромеханический преобразователь универсальности, поскольку данный элемент в силу функциональных особенностей и характера нагрузки определяет величину рабочего хода, силу тяги или ударного воздействия, скорость линейного движения.

В зависимости от функциональных особенностей преобразователя необходимо использовать и соответствующий линейный электродвигатель. Так, в преобразователях, обеспечивающих ударную нагрузку, у которых исполнительный элемент совершает возвратно-поступательное движение при относительно небольшом рабочем ходе, линейные электродвигатели традиционного типа мало эффективны. В то же время, такие ударные установки находят довольно широкое применение, например, для компактных прессов, сейсмоисточников, деформационных и пробивных устройств, приводов очистки вагонов, трюмов и иных емкостей от остатков продуктов и налипания материалов [3] и др.

Для ударных преобразователей целесообразно использовать электропривод на базе индукционно-

динамического электродвигателя, который характеризуется [4]:

- прерывистым характером преобразования энергии за счет наличия обратного хода и длительной паузы в течение рабочего периода;
- относительно большой продолжительностью накопления энергии от импульсного источника питания, например, емкостного по отношению к длительности рабочего периода;
- интенсивными электромагнитными нагрузками во время рабочего периода, значительно превышающими аналогичные показатели устройств с продолжительным режимом работы.

Однако как показывают исследования, эффективность его работы не высока, что можно объяснить:

- отсутствием ферромагнетика в магнитной цепи и значительным рассеянием магнитных полей в окружающее пространство;
- существенным изменением магнитной связи между индуктором и якорем при прямом ходе рабочего цикла;
- несогласованием пространственных, временных импульсных и инерционных параметров при кратковременном рабочем цикле.

Поскольку традиционные технические решения не позволяют решить указанные проблемы в полной мере, необходимы новые подходы по совершенствованию индукционно-динамических электродвигателей для ударного преобразователя.

Целью статьи является исследование ударного электромеханического преобразователя (УЭМП) индукционно-динамического типа, у которого использована конструктивная схема с ускоряемым индуктором и неподвижной форсирующей обмоткой.

КОНЦЕПЦИЯ УЭМП С УСКОРЯЕМЫМ ИНДУКТОРОМ И ФОРСИРУЮЩЕЙ ОБМОТКОЙ

В ударном электромеханическом преобразователе индукционно-динамического типа традиционной конструкции основными элементами являются неподвижный импульсно возбуждаемый индуктор и коаксиально установленный якорь, жестко соединенный с исполнительным элементом, например, бойком, обеспечивая его перемещение. При работе этого преобразователя в индукторе 1 протекает импульс тока, который индуцирует вторичный ток в электропроводящем якоре 2, который взаимодействует с ударным элементом 3 (рис. 1). Поскольку индуктор взаимосвязан с массивным упором 4, то за счет электродинамического взаимодействия происходит отталкивание якоря 2 с ударным элементом 3 от неподвижного индуктора 1.

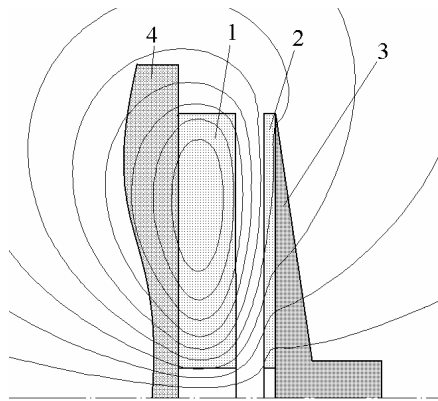


Рис. 1

Однако в таком ударном преобразователе относительно низкую эффективность работы можно объяснить также тем обстоятельством, что у индуктора рабочей является лишь одна торцевая сторона, которая обращена к якору. В рабочем зазоре между одной торцевой стороной индуктора и якорем происходит концентрация магнитного поля (рис. 1). При этом другая торцевая сторона индуктора является нерабочей и через нее магнитное поле рассеивается во внешнее пространство, что негативно влияет на окружающее пространство, в частности на обслуживающий персонал и электронное оборудование.

Исходя из этого, предлагается концепция ударного электромеханического преобразователя, у которого смежно с торцевой стороной индуктора, обращенной к упору, установлена вторичная короткозамкнутая обмотка [5]. В таком варианте будет происходить сжатие магнитного поля в пространстве как между якорем и индуктором, так и между индуктором и короткозамкнутой обмоткой. Эта обмотка является форсирующей для преобразователя, обеспечивая дополнительный импульс якору при перемещении индуктора относительно данной обмотки.

Конструктивная схема предлагаемого УЭМП включает перемещаемые вдоль оси z индуктор 1 и якорь 2, а также неподвижную форсирующую обмотку (НФО) 3, которые установлены коаксиально друг другу (рис.2). Форсирующая обмотка 3 взаимосвязана

с массивным упором 4, а якорь 2 соединен с исполнительным элементом 5. Возбуждение индуктора осуществляется от емкостного накопителя 6. Якорь и НФО выполнены короткозамкнутыми (одно или многовитковыми) и изготовлены из электропроводящего материала.

При возбуждении индуктора от емкостного накопителя возникающий в нем первичный ток индуцирует вторичные токи в якоре и НФО, вследствие чего возникают электродинамические усилия (ЭДУ) отталкивания якоря и форсирующей обмотки от индуктора. Поскольку форсирующая обмотка неподвижна, то возникает перемещение индуктора из-за ЭДУ f_1 , действующей со стороны этой обмотки, и перемещение якоря относительно индуктора из-за ЭДУ f_2 , действующей со стороны индуктора. Таким образом, якорь приобретает дополнительное ускорение за счет перемещаемого в ту же сторону индуктора.

Однако из-за индукционного взаимодействия между токами якоря и форсирующей обмотки, имеющих одинаковую полярность индуцированных токов в начальный момент (рис. 2), электромеханические процессы в предлагаемом преобразователе имеют неоднозначный характер и во многом зависят от параметров якоря и НФО.

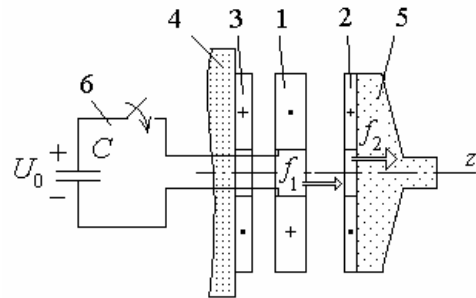


Рис. 2

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ УЭМП С УСКОРЯЕМЫМ ИНДУКТОРОМ

Полагаем, что элементы электромеханического преобразователя абсолютно жесткие, форсирующая обмотка неподвижна, а индуктор с гибкими или скользящими токовводами и якорь установлены коаксиально с возможностью перемещения вдоль оси z . Будем полагать, что токи в активных элементах распределены равномерно. Тогда электромеханические процессы этого УЭМП при прямом рабочем ходе можно описать системой уравнений [4]:

$$i_1 \cdot R_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i_1 dt + M_{12}(z) \frac{di_2}{dt} + M_{13}(z) \frac{di_3}{dt} + i_2 \cdot e_3 + i_3 \cdot e_2 = U_0; \quad (1)$$

$$i_2 \cdot R_2(T_2) + L_2 \frac{di_2}{dt} + M_{12}(z) \frac{di_1}{dt} + M_{23}(z) \frac{di_3}{dt} + i_1 \cdot e_3 + i_3 \cdot e_1 = 0; \quad (2)$$

$$i_3 \cdot R_3(T_3) + L_3 \frac{di_3}{dt} + M_{13}(z) \frac{di_1}{dt} + M_{23}(z) \frac{di_2}{dt} + i_1 \cdot e_2 + i_2 \cdot e_1 = 0; \quad (3)$$

$$i_1 \cdot i_3 \frac{dM_{13}}{dz} = i_1 \cdot i_2 \frac{dM_{12}}{dz} + (m_1 + m_2 + P) \frac{dV_{13}}{dt} + K_T \cdot V_{13}(t); \quad (4)$$

$$i_1 \cdot i_2 \frac{dM_{12}}{dz} = i_2 \cdot i_3 \frac{dM_{23}}{dz} + (m_2 + P) \frac{dV_{12}}{dt} + K_T \times \\ \times [V_{13}(t) + V_{12}(t)] + 0,125 \cdot \pi \cdot \gamma_a \beta_a D_{2m}^2 [V_{12}(t) + V_{13}(t)]^2 + \\ + K_P [\Delta Z_{12}(t) + \Delta Z_{13}(t)], \quad (5)$$

где $p=1, 2, 3$ – индекс активного элемента, соответственно, индуктора, якоря и НФО; $R_p, L_p, i_p(t)$ – сопротивление, индуктивность и ток p -ого активного элемента; $M_{12}(z), M_{13}(z), M_{23}(z)$ – взаимоиנדуктивности между соответствующими p -ми элементами; $V_{13}(t), V_{12}(t)$ – скорость, соответственно, индуктора относительно НФО и якоря относительно индуктора; $\Delta Z_{13}(t), \Delta Z_{12}(t)$ – перемещение, соответственно, индуктора относительно НФО и якоря относительно индуктора; m_1, m_2, P – масса, соответственно, индуктора, якоря и исполнительного элемента; C, U_0 – емкость и зарядное напряжение емкостного накопителя; K_P – коэффициент упругости буферного элемента; K_T – коэффициент динамического трения; γ_a – плотность среды перемещения; β_a – коэффициент аэродинамического сопротивления; D_{2m} – максимальный диаметр ускоряемых элементов;

$$e_2 = V_{13} \frac{dM_{13}}{dz}; e_1 = (V_{13} + V_{12}) \frac{dM_{23}}{dz}; e_3 = V_{12} \frac{dM_{12}}{dz}.$$

Совместное решение уравнений (1) – (3) позволяет свести их к одному дифференциальному уравнению

$$a_4 \frac{d^4 i_1}{dt^4} + a_3 \frac{d^3 i_1}{dt^3} + a_2 \frac{d^2 i_1}{dt^2} + a_1 \frac{di_1}{dt} + a_0 = 0, \quad (6)$$

где $a_4 = L_1 b_1 + M_{13} d_2 + M_{12} d_3$;

$$a_3 = R_1 b_1 + R_2 b_2 + R_3 b_3 + 2(e_1 d_1 + e_2 d_2 + e_3 d_3);$$

$$a_2 = b_1 / C + L_1 (R_2 R_3 - e_1^2) + L_2 (R_1 R_3 - e_2^2) + L_3 \times \\ \times (R_1 R_2 - e_3^2) + 2[M_{12}(e_1 e_2 - R_3 e_3) + M_{13}(e_1 e_3 - \\ - R_2 e_2) + M_{23}(e_2 e_3 - R_1 e_1)];$$

$$a_1 = R_1 (R_2 R_3 - e_1^2) + e_2 (e_1 e_3 - R_2 e_2) + e_3 \times \\ \times (e_1 e_2 - R_3 e_3) + (R_2 L_3 + R_3 L_2 - 2M_{23} e_1) / C;$$

$$a_0 = (R_2 R_3 - e_1^2) / C; b_1 = L_2 L_3 - M_{23}^2;$$

$$b_2 = L_1 L_3 - M_{13}^2; b_3 = L_1 L_2 - M_{12}^2;$$

$$d_1 = M_{12} M_{13} - L_1 M_{23}; d_2 = M_{12} M_{23} - L_2 M_{13};$$

$$d_3 = M_{13} M_{23} - L_3 M_{12}.$$

Если дискриминант

$$D = (u/3)^3 - (v/2)^2, \quad (7)$$

$$\text{где } u = q_2 - q_1^2/3; q_1 = 2 \frac{a_2}{a_4} - 0,75 \left(\frac{a_3}{a_4} \right)^2;$$

$$q_2 = 3 \left(\frac{a_3}{2 \cdot a_4} \right)^4 - \frac{a_3^2 \cdot a_2}{a_4^3} + \frac{a_1 \cdot a_3 + a_2^2}{a_4^2} - 4 \frac{a_0}{a_4};$$

$$v = 2 \cdot q_1^3 / 27 - q_1 \cdot q_2 / 3 - q_3^2;$$

$$q_3 = \left(\frac{a_3}{2 \cdot a_4} \right)^3 - 0,5 \frac{a_2 \cdot a_3}{a_4^2} + \frac{a_1}{a_4},$$

резольвенты

$$z^3 + q_1 \cdot z^2 + q_2 \cdot z - q_3^2 = 0 \quad (8)$$

меньше нуля, то корни характеристического уравнения

$$a_4 x^4 + a_3 x^3 + a_2 x^2 + a_1 x + a_0 = 0 \quad (9)$$

описываются выражениями

$$x_l = 0,5 \cdot (\pm \sqrt{z_1} \pm \sqrt{z_2} \pm \sqrt{z_3}) - 0,25 \cdot a_3 / a_4, \quad (10)$$

где $l = 1, 2, 3, 4$;

$$z_p = 2 \cdot \sqrt[3]{\left(-\frac{u^3}{27}\right)^{0,5}} \cos \left(\frac{2 \cdot \pi(p-1)}{3} + \frac{\arccos\left(-0,5 \cdot v \cdot \sqrt{-27/a_3^3}\right)}{3} \right),$$

а токи в активных элементах УЭМП можно представить в виде:

$$i_p = U_0 a_4^{-1} \left(\sum_{l=1}^4 A_{pn} \exp(x_l t) \right) (\gamma_{21} \gamma_{43} (\delta_{21} + \delta_{43}) + \\ + \gamma_{24} \gamma_{31} (\delta_{24} + \delta_{31}) + \gamma_{32} \gamma_{41} (\delta_{32} + \delta_{41})), \quad (11)$$

где $p = 1, 2, 3; n = 2, 3; m = 3, 2$;

$$A_{p1} = \gamma_{32} (\alpha_4 - \Theta_p \delta_{32}) + \gamma_{24} (\alpha_3 - \Theta_p \delta_{24}) + \gamma_{43} (\alpha_2 - \Theta_p \delta_{43});$$

$$A_{p2} = \gamma_{13} (\alpha_2 - \Theta_p \delta_{13}) + \gamma_{41} (\alpha_3 - \Theta_p \delta_{41}) + \gamma_{34} (\alpha_1 - \Theta_p \delta_{34});$$

$$A_{p3} = \gamma_{21} (\alpha_4 - \Theta_p \delta_{21}) + \gamma_{42} (\alpha_1 - \Theta_p \delta_{42}) + \gamma_{14} (\alpha_2 - \Theta_p \delta_{14});$$

$$A_{p4} = \gamma_{12} (\alpha_3 - \Theta_p \delta_{12}) + \gamma_{31} (\alpha_2 - \Theta_p \delta_{31}) + \gamma_{23} (\alpha_1 - \Theta_p \delta_{23});$$

$$\gamma_{kl} = x_k - x_l; \alpha_k = (\Lambda_p x_k - \Xi_p) x_k^2; \delta_{kl} = x_k^2 x_l^2;$$

$$\Theta_1 = -b_1; \Theta_n = -d_m; \Lambda_1 = \zeta_1 / a_4; \Lambda_n = \zeta_n / a_4;$$

$$\Xi_1 = [a_4 b_1^2 / C - \zeta_1 (R_1 b_1 + e_2 d_2 + e_3 d_3) -$$

$$- \zeta_2 (R_2 d_3 + e_3 b_1 + e_1 d_2) - \zeta_3 (R_3 d_2 + e_2 b_1 + e_1 d_3)] / a_4^2;$$

$$\Xi_n = a_4^{-2} [a_4 b_1 d_m / C - \zeta_1 (R_1 d_m + e_m b_n + e_n d_1) - \zeta_n \times$$

$$\times [\zeta_n (R_n b_n + e_m d_m + e_1 d_1) - \zeta_m (R_m d_1 + e_n d_m + e_1 b_n)];$$

$$\zeta_1 = R_1 b_1^2 + R_2 d_3^2 + R_3 d_2^2 + 2[b_1 (e_2 d_2 + e_3 d_3) + e_1 d_2 d_3];$$

$$\zeta_n = d_m (R_1 b_1 + R_n b_n) + R_m d_1 d_n + e_m (b_1 b_n + d_m^2) - L_1 M_{nm} \times$$

$$\times (e_n b_1 + e_1 d_m) - L_n M_{1m} (e_n d_m + e_1 b_n) -$$

$$- L_m M_{1n} (e_1 d_1 + e_n d_n).$$

При положительном значении выражения (7) характеристическое уравнение (9) имеет два действительных $x_{1,2}$ и два мнимых $x_{3,4} = \sigma \pm j\xi$ корни, которые равны

$$x_{1,2} = 0,5 \cdot \sqrt{z_1} - 0,25 \cdot a_3 / a_4 \pm \sqrt{0,5 \cdot (\varepsilon + \sqrt{\varepsilon^2 + \chi^2})}; \\ x_{3,4} = \sigma \pm j\xi, \quad (12)$$

где

$$\sigma = 0,5 \cdot \sqrt{z_1} - 0,25 \cdot a_3 / a_4; \xi = \sqrt{0,5 \cdot (-\varepsilon + \sqrt{\varepsilon^2 + \chi^2})}.$$

Токи в активных элементах преобразователя при этом описываются уравнениями

$$i_p = U_0 a_4^{-1} \{ B_{p1} \exp(x_1 t) + B_{p2} \exp(x_2 t) + \exp(\sigma t) \times$$

$$\times [B_{p3} \cos(\xi t) + B_{p4} \sin(\xi t)] \cdot [x_1 x_2 (3\sigma^2 - 2\sigma\chi_1 - \xi^2 + x_1 x_2) + \chi_2 (\chi_2 + \chi_3 - 2\chi_1 \sigma)], \quad (13)$$

где

$$\begin{aligned} B_{p1} &= \left\{ \Theta_p [x_2^2 (3\sigma^2 - \xi^2 - 2x_2 \sigma) - \chi_2^2] + \Lambda_p [2\chi_2 \sigma - x_2 \times \right. \\ &\quad \left. \times (3\sigma^2 - \xi^2 - x_2^2)] - \Xi_p [(\sigma - x_2)^2 + \xi^2] \right\} / (x_2 - \xi); \\ B_{p2} &= \left\{ \Theta_p [\chi_2^2 + \sigma^2 (\xi^2 - 3\sigma^2 + 2x_1 \sigma)] + \Lambda_p [x_1 (3\sigma^2 - \right. \\ &\quad \left. - \xi^2) - 2\chi_2 \sigma] + \Xi_p (\chi_2 - 2x_1 \sigma) \right\} / (x_2 - \xi); \\ B_{p3} &= \Theta_p [(\xi^2 - 3\sigma^2) \chi_1 + 2\sigma \chi_3] + [(3\sigma^2 - \xi^2) - \chi_3] \times \\ &\quad \times \Lambda_p + \Xi_p (\chi_1 - 2\sigma); \\ B_{p4} &= \left\{ \Theta_p [\chi_3 (\xi^2 - \sigma^2) + \chi_1 \sigma (\sigma^2 - 3\xi^2) + x_1^2 x_2^2] + \Lambda_p \times \right. \\ &\quad \left. \times (\chi_3 \sigma - x_1 x_2 \chi_1 + 3\sigma \xi^2 - \sigma^3) + \Xi_p (\sigma^2 - \xi^2 + x_1 x_2 - \sigma \xi_1) \right\} / \xi; \\ \chi_1 &= x_1 + x_2; \chi_2 = \sigma^2 + \xi^2; \chi_3 = x_1^2 + x_1 x_2 + x_2^2. \end{aligned}$$

Перемещения индуктора относительно НФО ΔZ_{13} , а также якоря относительно индуктора ΔZ_{12} на основе уравнений (4) и (5) можно представить в виде рекуррентных соотношений

$$\Delta Z_{13}(t_{k+1}) = 0,5 \left[i_1(t_k) \left(i_3(t_k) \frac{dM_{13}}{dz} - i_2(t_k) \frac{dM_{12}}{dz} \right) - K_T V_{13}(t_k) \right] \times \Delta t^2 \cdot (m_1 + m_2 + P)^{-1} + \Delta Z_{13}(t_k) + V_{13}(t_k) \cdot \Delta t; \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \Delta Z_{12}(t_{k+1}) &= \Delta Z_{12}(t_k) + V_{12}(t_k) \Delta t + \frac{\Delta t^2}{2(m_2 + P)} \times \left[\left(i_1(t_k) \frac{dM_{12}}{dz} - \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - i_3(t_k) \frac{dM_{23}}{dz} \right) i_2(t_k) - K_T [V_{12}(t_k) + V_{13}(t_k)] - 0,125 \pi \beta_a \gamma_a D_{2m}^2 \times \right. \\ &\quad \left. \times [V_{12}(t_k) + V_{13}(t_k)]^2 - K_P [\Delta Z_{12}(t_k) + \Delta Z_{13}(t_k)] \right]. \quad (15) \end{aligned}$$

Полученные уравнения (6) – (15) описывают электромеханические процессы в УЭМП с ускоряемым якорем.

РЕЗУЛЬТАТЫ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

На основании полученных выражений была разработана компьютерная программа для расчета параметров и характеристик УЭМП с ускоряемым якорем, которая учитывает различные постоянные и изменяемые в процессе работы параметры и начальные условия.

В качестве критериев эффективности преобразователя будем использовать величину перемещения якоря относительно неподвижной форсирующей обмотки $\Delta Z_{23}(t) = \Delta Z_{12}(t) + \Delta Z_{13}(t)$ и значение КПД, учитывающего величину импульса ЭДУ, воздействующего на якорь в течение рабочего периода

$$\eta(t) = \frac{U_0^{-2}}{C \cdot (m_2 + P)} \left(\int_0^t f_z(t, z) dt \right)^2. \quad (16)$$

Рассмотрим УЭМП со следующими параметрами: наружный D_{ex} и внутренний D_{in} диаметр активных элементов, равны, соответственно 100 и 10 мм; аксиальная высота индуктора $H_1 = 12$ мм; масса исполни-

тельного элемента $P = 2,0$ кг; $C = 100$ мкФ; $U_0 = 4,5$ кВ. Активные элементы плотно намотаны проводом диаметром 1,2 мм.

Исследуем влияние различных соотношений аксиальных размеров H_2 якоря и H_3 НФО. Для этого введем параметр относительной высоты

$$\varepsilon_H = H / (D_{ex} - D_{in}). \quad (17)$$

Если якорь и НФО одинаковы ($H_2 = H_3$), то лишь в первый момент до начала движения якоря токи во вторичных активных элементах одинаковы, но аксиальные ЭДУ, действующие на якорь f_{z2} и на индуктор f_{z1} , уже различаются. Сила f_{z2} резко нарастает сразу после начала рабочего процесса, а сила f_{z1} – лишь через определенное время, связанное с началом движения якоря. На рис. 3 показано распределение магнитного поля в данном преобразователе.

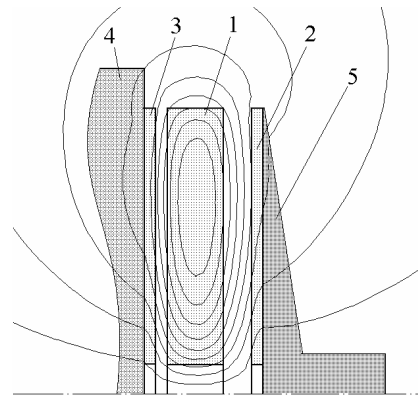


Рис. 3

Если высота НФО H_3 меньше, чем у якоря H_2 в 3 раза, то по сравнению с предыдущим вариантом амплитуда тока в этой обмотке возрастает в 2,5 раза, а в якоре снижается на 25%. На рис. 4, а показаны плотности токов в активных элементах преобразователя. Но поскольку ток в форсирующей обмотке в начале процесса растет быстрее, чем в якоре, то сила отталкивания f_{z1} , действующая на индуктор со стороны НФО, вызывает ее перемещение практически одновременно с перемещением подвижного якоря (рис. 4, б).

Если поменять местами эти вторичные элементы, т.е., высота НФО H_3 станет больше, чем у якоря H_2 в 3 раза, то ток в более низком якоре нарастает быстрее, чем в более высокой неподвижной форсирующей обмотке (рис. 5, а). Вследствие этого, в начальный момент (до 0,3 мс) на индуктор действует сила f_{z1} , прижимающая его к НФО, и движение индуктора начинается позднее, чем якоря (рис. 5, б).

Но амплитуды ЭДУ отталкивания f_{z1} и f_{z2} , действующие, соответственно на индуктор и якорь, в данном преобразователе наибольшие, КПД достигает 40,5%, хотя усредненная электродинамическая сила при этом наименьшая.

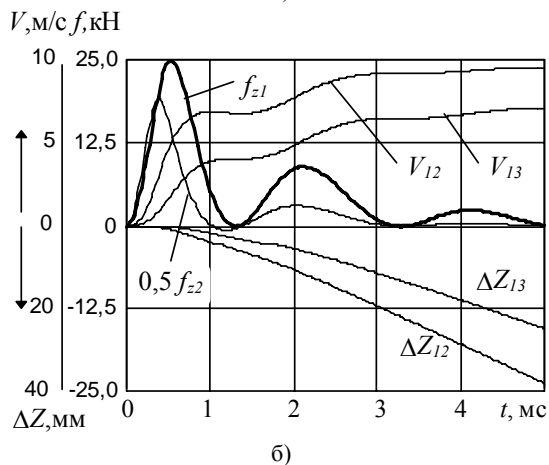
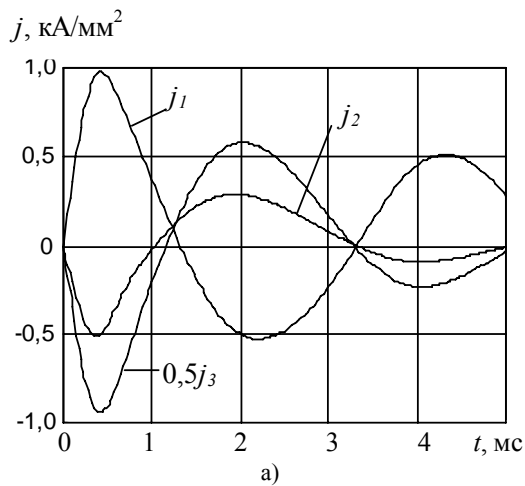


Рис. 4

$$\tilde{f}_z(t) = \frac{1}{t} \left(\int_0^t f_{z1} dt + \int_0^t f_{z2} dt \right), \quad (18)$$

На рис. 6 представлены относительные значения скорости V^* , перемещения якоря ΔZ^* и максимального КПД η_m^* рассмотренных преобразователей по отношению к базовому варианту традиционной конструкции, имеющего неподвижный индуктор и ускоряемый якорь. Во всех вариантах предложенной концепции преобразователя с форсирующей обмоткой и ускоряемым индуктором очевидны преимущества по отношению к традиционной конструкции.

Более полно оценить влияние аксиальной высоты вторичных элементов позволяет рис. 7, где представлены распределения перемещений якоря $\Delta Z_{23} = \Delta Z_{12} + \Delta Z_{13}$ за 5 мс при свободном ходе, максимального КПД η_m и усредненных ЭДУ \tilde{f}_z , построенные в зависимости от геометрических параметров якоря ϵ_{H2} и форсирующей обмотки ϵ_{H3} . Вариант $\epsilon_{H3} = 0$ соответствует параметрам преобразователя без НФО и с неподвижным индуктором. Наличие двух вторичных короткозамкнутых элементов в исследуемом электромеханическом преобразователе оказывает более сильное индукционное воздействие на индуктор, чем один якорь базового устройства. Максимальные значения усредненной силы \tilde{f}_z для рассматриваемого УЭМП обеспечивают форсирующая обмотка с пара-

метрами $\epsilon_{H3} = 0,05 \dots 0,06$ и якорь с параметрами $\epsilon_{H2} = 0,07 \dots 0,08$.

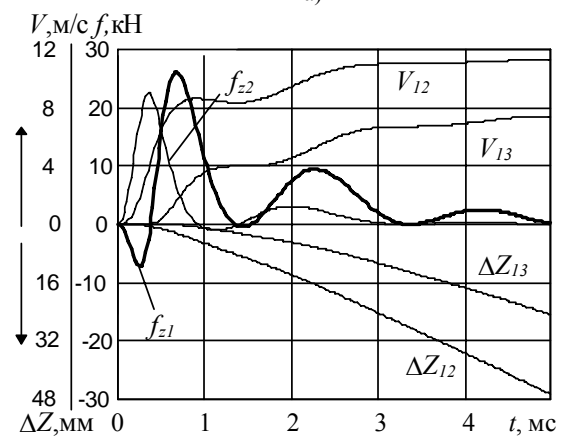
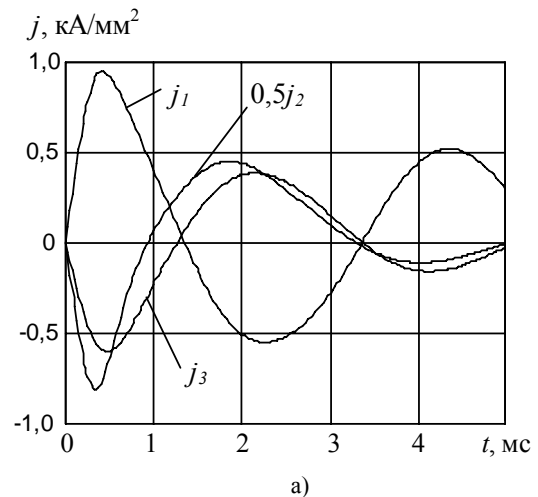


Рис. 5

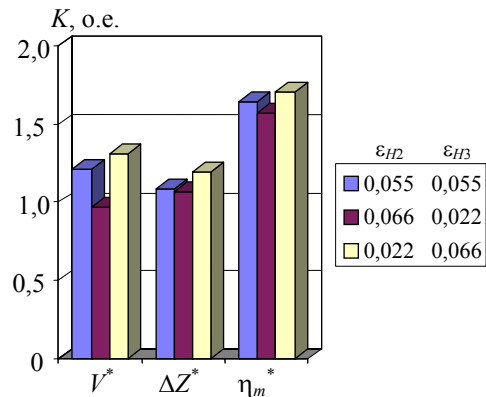


Рис. 6

КПД и перемещения у рассматриваемого преобразователя повышается с увеличением высоты НФО, но лишь до значения $\epsilon_{H3} = 0,02$. В целом же основные электромеханические показатели УЭМП с ускоряемым индуктором по сравнению с базовым устройством, заметно повышаются. Так величина максимальных ЭДУ увеличивается на 60...65%, что приводит к повышению скорости на 20...25 % и КПД на 80...90%. Для предложенного преобразователя рекомендуется выбирать вторичные элементы с параметрами

$\varepsilon_{H2,3}=0,02...0,03$, что обеспечивает максимальную его эффективность.

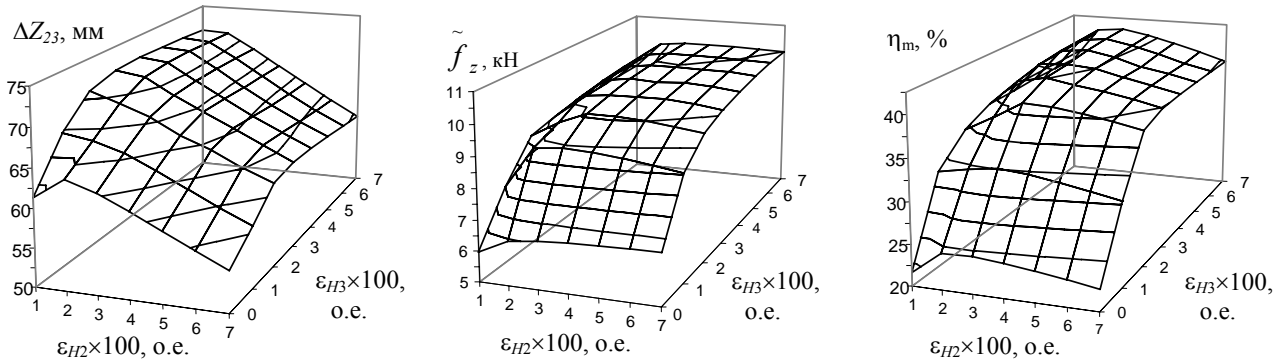


Рис. 7

КОНСТРУКЦИЯ УЭМП С УСКОРЯЕМЫМ ИНДУКТОРОМ И ФОРСИРУЮЩЕЙ ОБМОТКОЙ

На основании концепции ударного электромеханического преобразователя с подвижным индуктором и неподвижной форсирующей обмоткой предлагается конструкция автономного микро пресса (рис. 8).

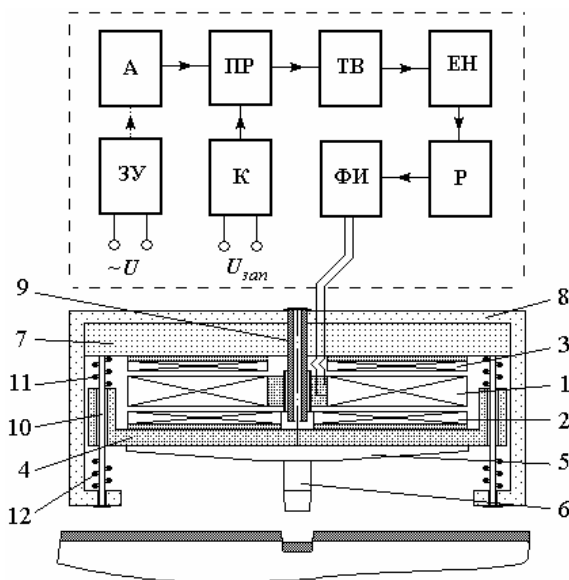


Рис. 8

Преобразователь этого пресса состоит из двух блоков: силового и электронного. Силовой блок содержит индуктор 1, подключаемый к электронному блоку, якорь 2 и НФО 3. Якорь соединен с ударным узлом, который включает направляющий элемент 4, опорный диск 5 и съемный боек 6. Форсирующая обмотка 3 соединена с упорной пластиной 7 корпуса 8. Индуктор 1 установлен с возможностью аксиального перемещения по центральному направляющему стержню 9. Направляющий элемент 4 при работе преобразователя перемещается по штырям 10, на которых установлены возвратные пружины 11, работающие на растяжение и обеспечивающие плотное прижатие друг к другу индуктора, якоря и НФО в исходном состоянии, а также предохранительные пружины 12, работающие на сжатие.

Электронный блок преобразователя содержит зарядное устройство ЗУ, аккумулятор А, преобразователь ПР, обеспечивающий переменное напряжение

повышенной частоты из постоянного, трансформаторно-выпрямительный блок ТВ, обеспечивающий постоянное напряжение повышенной величины, емкостной накопитель ЕН на базе электролитических конденсаторов, разрядник Р, который срабатывает при заданной величине напряжения, коммутатор К, запускающий работу пресса, и формирователь импульсов тока ФИ, обеспечивающий необходимую форму токовых импульсов на индуктор.

Конструктивно электронный блок выполняется в виде компактного корпуса, электрически соединенного с силовым блоком.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Предложена концепция ударного электромеханического преобразователя индукционно-динамического типа с ускоряемым индуктором и неподвижной форсирующей обмоткой.
2. Разработана математическая модель преобразователя.
3. Установлены соотношения между геометрическими параметрами ускоряемого якоря и неподвижной форсирующей обмотки.
4. Показано, что предложенный преобразователь характеризуется повышенной эффективностью по сравнению с базовым вариантом.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Chemerys V.T., "Review of the recent works of Ukrainian authors in the field of electromagnetic acceleration and related topics", IEEE Trans. Magn., vol. 37, pp. 16-24, № 1, 2001.
- [2] Balicki A., Zabar Z., Birenbaum L. et al., "Improved performance of linear induction launchers", IEEE Trans. Magn., vol. 41, pp. 171-175, № 1, 2005.
- [3] Тютюкин В.А., "Магнитно-импульсный способ разрушения сводов и очистки технологического оборудования от налипших материалов", Электротехника, С. 24-28, № 11, 2002.
- [4] Боллох В.Ф., Данько В.Г. Лінійні електромеханічні перетворювачі імпульсної дії. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2006. – 260 с.
- [5] Пат. 70082 Україна, МПК В65G65/40, В06В1/04. Криогенний технологічний пристрій індукційно-динамічного типу / Боллох В.Ф., Боллох О.Г. (Україна). № 20031212423; Заявлено 25.12.03; Надрук. 15.09.04, Бюл. № 9. – 6 с.

Поступила 15.04.2007

РАСЧЕТ МАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ С ОДНОПОЗИЦИОННОЙ МАГНИТНОЙ ЗАЩЕЛКОЙ НА БАЗЕ ВЫСОКОКОЭРЦИТИВНЫХ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ ДЛЯ ВАКУУМНЫХ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ

Выровец С.В., Чепелюк А.А., к.т.н.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

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

тел. (057) 707-08-64, E-mail: vsv@kpi.kharkov.ua, cher@kpi.kharkov.ua

Приведені результати розрахунку електромагнітної системи з однопозиційною магнітною защілкою на базі висококоерцитивних постійних магнітів методом кінцевих елементів. Експериментально підтверджено працездатність електромагніта. Задовільна точність розрахунків засвідчила про прийнятність розрахункової моделі.

Приведены результаты расчета электромагнитной системы с однопозиционной магнитной защелкой на базе высококоэрцитивных постоянных магнитов методом конечных элементов. Экспериментально подтверждена работоспособность электромагнита. Удовлетворительная точность расчетов свидетельствует о приемлемости расчетной модели.

Проведенный в [1] анализ технических решений приводов вакуумных выключателей свидетельствует о том, что на сегодняшний день, остро стоит задача создания надежных и простых в эксплуатации приводов для вакуумных выключателей, наиболее перспективными из которых являются электромагниты постоянного тока с магнитным удержанием, применение которых обеспечивает высокое быстродействие выключателей и приводит к отсутствию потребления электроэнергии во включенном состоянии.

Для решения поставленной задачи в [2, 3] предложена конструкция электромагнита постоянного тока с однопозиционной магнитной защелкой на базе высококоэрцитивных постоянных магнитов, эскиз которой представлен на рис. 1.

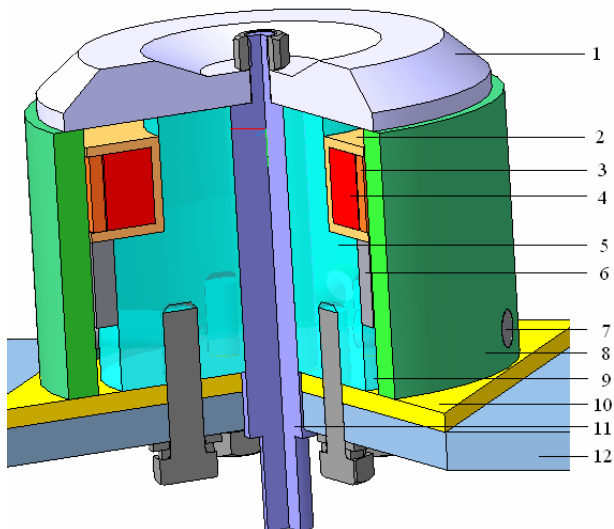


Рис. 1. Эскиз электромагнита с однопозиционной магнитной защелкой на базе высококоэрцитивных постоянных магнитов (1 – якорь, 2 – каркас катушки, 3 – отключающая обмотка, 4 – включающая обмотка, 5 – сердечник, 6 – постоянные магниты, 7 – шпилька, 8 – корпус, 9 – воздушный зазор (шунт), 10 – немагнитный фланец, 11 – немагнитный шток, 12 – элемент выключателя для крепления электромагнитной системы)

Срабатывание такого электромагнита происходит при пропускании через включающую обмотку постоянного тока, создающего в рабочем зазоре магнитный поток, действующий согласно с потоком, который создается постоянным магнитом. После притяжения якоря (или несколько ранее) обмотка отключается, и удержание якоря в притянутом положении происходит за счет магнитного поля постоянного магнита.

Для отключения электромагнита через отключающую обмотку кратковременно пропускают ток противоположного направления, в результате чего магнитный поток через рабочий зазор уменьшается, что в свою очередь приводит к уменьшению силы удержания и движению якоря под действием противодействующих сил, создаваемых тарельчатыми контактными пружинами и пружинами поджатия вакуумного выключателя.

Высокого быстродействия при отключении электромагнита добиваются за счет того, что магнитный поток, создаваемый отключающим током вытесняет магнитный поток, создаваемый постоянными магнитами из области рабочего воздушного зазора в область воздушного шунта 9 (рис. 1), что приводит к более резкому снижению силы удержания [2, 3].

Управление питанием обмоток такого электромагнита осуществляется с помощью специальных систем управления, обеспечивающих импульсный режим работы обмоток (в моменты включения и отключения выключателя). Напряжение, подаваемое на катушки в виде импульса разряда конденсатора, составляет $U = 380$ В.

Импульсный режим работы обмоток электромагнита с однопозиционной магнитной защелкой позволяет увеличивать рабочие токи в обмотках без увеличения температуры их нагрева. Благодаря этому расход обмоточного провода в таких электромагнитах и, как следствие, его габариты будут меньшими по сравнению с традиционными электромагнитами постоянного тока, что также, наряду с отсутствием потребления электроэнергии во включенном состоянии, является несомненным достоинством предложенного электромагнита. Также следует отметить, что им-

пульсный режим работы включающей обмотки позволяет реализовать форсированное управление электромагнитом, вследствие чего может быть существенно уменьшено время его включения.

Указанный электромагнитный привод разрабатывался для вакуумных выключателей ранцевого типа ВБ-4Е напряжением 10 кВ на номинальный ток 630 А, в которых используются вакуумные дугогасительные камеры производства концерна АВВ. Противодействующая характеристика такого выключателя, приведенная к ходу якоря, представлена на рис. 2. В исследуемом электромагните величина рабочего зазора (хода якоря) составляет $\delta = 18$ мм. Противодействующая характеристика состоит из двух участков (на начальном этапе движения якоря (на участке от 18 мм до 6 мм) ему противодействуют только пружины поджатия, а затем (на участке от 6 мм до 0 мм) в противодействие к пружинам поджатия включаются тарельчатые пружины). При полностью притяннутом якоря величина противодействующей силы составляет $Q_{пр} = 6242$ Н.

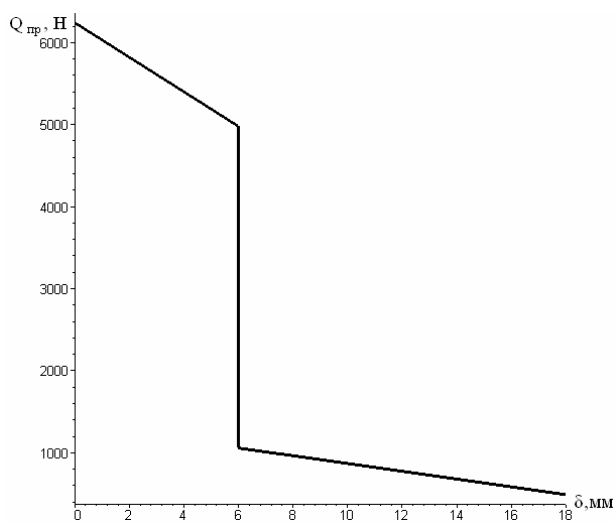


Рис. 2. Приведенная противодействующая характеристика вакуумного выключателя

Надежное удержание якоря электромагнита во включенном состоянии будет обеспечено, если тяговая сила, развиваемая электромагнитом в притяннутом положении, будет превосходить противодействующую силу включенного выключателя с определенным запасом.

Надежное срабатывание электромагнита будет обеспечено, если на всем протяжении хода якоря тяговая сила будет превосходить противодействующую силу и иметь определенный запас, т.е. статическая тяговая характеристика будет проходить выше противодействующей характеристики с определенным запасом.

Надежное отключение электромагнита будет обеспечено, если тяговая сила, развиваемая электромагнитом в притяннутом положении при отключении, будет меньше противодействующей силы включенного выключателя, причем, для уменьшения собственного времени отключения выключателя, тяговая сила при этом должна быть минимально возможной (что-

бы не препятствовать силам противодействия отключать выключатель).

Проверка указанных выше условий может быть произведена на основании расчета тяговых усилий, развиваемых в исследуемом электромагните во включенном состоянии, при его включении и при его отключении. На основании таких расчетов могут быть определены требуемые размеры и параметры постоянных магнитов и других деталей и участков магнитопровода, а также, требуемые для надежной работы электромагнита, МДС включающей и отключающей обмоток, по которым, при известном напряжении питающей сети, могут быть определены их обмоточные данные.

Для расчета магнитной системы и тяговых усилий, развиваемых в электромагните с однопозиционной магнитной защелкой на базе высококоэрцитивных постоянных магнитов, нами предлагается использование метода конечных элементов [4, 5], в основе которого лежит принцип минимума энергии магнитного поля, а саму задачу расчета решать как осесимметричную.

При реализации метода конечных элементов расчетная область, в которой определяется решение, разбивается на объемные (в случае объемных полей) или плоские (в случае плоскопараллельных полей) элементы конечной величины, внутри которых значение магнитного потенциала аппроксимируется кусочно-планарной функцией. Размеры и формы элементов могут изменяться произвольно, а их взаимные соединения не обязательно должны следовать какой-либо регулярной структуре, т.е. сетка из элементов, с помощью которой моделируется внутренняя область задачи, не является регулярной ни геометрически, ни топологически. При выборе размеров и формы элементов следует принимать во внимание ожидаемое распределение плотности энергии в пределах рассматриваемой области. Размеры элементов должны быть минимальными там, где плотность энергии велика, и там где она резко изменяется.

После разбивки расчетной области на элементы и наложения граничных условий рассчитываются коэффициенты аппроксимации, исходя из минимума функционала, определяющего суммарную запасенную энергию системы при условии стыковки потенциалов в узлах. Вид функционала в случае ферромагнитной среды имеет вид:

$$F(A) = \int_V W(\vec{A}) \cdot dV - \int_V \vec{J} \cdot \vec{A} \cdot dV, \quad (1)$$

где $W(\vec{A})$ - удельная энергия, запасенная системой:

$$W(\vec{A}) = \int \vec{H} \cdot d\vec{B}, \quad (2)$$

где V - объем, занимаемый ферромагнетиком, \vec{J} - вектор плотности тока в катушке электромагнита; \vec{A} - векторный магнитный потенциал.

Вектор магнитной индукции - \vec{B} и вектор напряженности магнитного поля - \vec{H} представляют собой:

$$\vec{B} = \text{rot} \vec{A}, \quad (3)$$

$$\vec{H} = \nu \cdot \vec{B}, \quad (4)$$

где ν - величина, обратная магнитной проницаемости.

В случае плоскопараллельного поля вектор электромагнитной силы, действующей на якорь, может быть определен с помощью формулы Максвелла - по заданному распределению магнитной индукции [6, 7], определяемом в ходе решения задачи методом конечных элементов:

$$\vec{Q} = \frac{1}{\mu_0} \int_l \left((\vec{B} \cdot \vec{n}) \cdot \vec{B} - \frac{1}{2} (B^2) \cdot \vec{n} \right) \cdot dl, \quad (5)$$

где l - длина контура интегрирования; \vec{n} - вектор внешней нормали к элементарному участку контура интегрирования dl .

Определяемое в ходе решения задачи методом конечных элементов распределение магнитной индукции, позволяет выявлять в ферромагнитных деталях магнитопровода насыщенные участки, корректировка размеров которых приведет к более эффективному использованию активных материалов.

Расчет магнитной системы методом конечных элементов проводился с помощью хорошо себя зарекомендовавшей при решении подобных задач, компьютерной программы femm, размещенной в Internet на сайте femm.berlios. Указанная программа позволяет производить расчет двухмерных и осесимметричных магнитных полей с приемлемой для инженерных расчетов точностью, о чем свидетельствует целый ряд публикаций в научно-технических изданиях последних лет.

Предварительные размеры деталей электромагнита выбирались, исходя из имеющегося для установки электромагнита свободного пространства внутри выключателя, а также с учетом имеющегося сортамента на ферромагнитные материалы из которых будут изготавливаться детали магнитопровода, с целью уменьшения отходов при их обработке.

В расчетной модели магнитной системы исследуемого электромагнита, приведенной на рис. 3 размеры деталей и участков магнитопровода составили (в мм): $d_{с.вн} = 20$, $d_{с.нар} = 106$ - внутренний и наружный диаметры сердечника; $d_{я.вн} = 10$, $d_{я.нар} = 137$ - внутренний и наружный диаметры дискообразного якоря; $\Delta_{узк} = 9$, $\Delta_{ут} = 19$ - высота якоря в узком и в утолщенном местах; $b_{ут} = 13$ - ширина утолщенного места в якоря; $d_{к.вн} = 117$, $d_{к.нар} = 139$ - внутренний и наружный диаметры корпуса; $h_c = h_{кп} = 89$ - высота сердечника и корпуса; $h_m = 38$, $\Delta_m = 5$ - высота и толщина постоянного магнита; $h_b = 22$, $\Delta_b = 5,5$ - высота и толщина воздушного шунта (зазора); $\delta_n = 0,25$ - величина нерабочих воздушных зазоров между постоянным магнитом и сердечником (и корпусом); $\delta_{ост} = 0,1$ - величина остаточного воздушного зазора между якорем и сердечником (и корпусом); $h_k = 29$, $a_k = 20,5$ - высота и ширина пространства для установки катушки; $d_k = 80$ - внутренний диаметр намотки катушки; $h_{вкл} = 25$, $a_{вкл} = 12,7$ - высота и ширина намотки включающей обмотки; $h_{откл} = 25$, $a_{откл} = 3,3$ - высота и ширина намотки отключающей обмотки. Материал ферромагнитных деталей электромагнита - сталь 10. Ма-

териал постоянного магнита - композиция Nd-Fe-B с коэрцитивной силой 750 кА/м и остаточной магнитной индукцией 1,07 Тл.

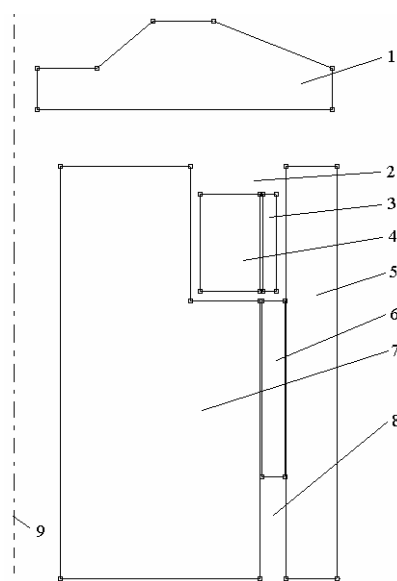


Рис. 3. Расчетная модель магнитной системы электромагнита с однопозиционной магнитной защелкой (1 - якорь, 2 - пространство для установки катушки, 3 - отключающая обмотка, 4 - включающая обмотка, 5 - корпус, 6 - постоянные магниты, 7 - сердечник, 8 - воздушный зазор (шунт), 9 - ось симметрии магнитной системы)

Для определения высоты постоянного магнита, обеспечивающей необходимую силу удержания якоря в притянутом положении, производились расчеты магнитной системы во включенном состоянии при различных значениях h_m , на основании чего была построена зависимость тяговой силы от высоты постоянного магнита, которая представлена на рис. 4. Горизонтальной линией на рисунке показано значение противодействующей силы при притяннутом якоря. На

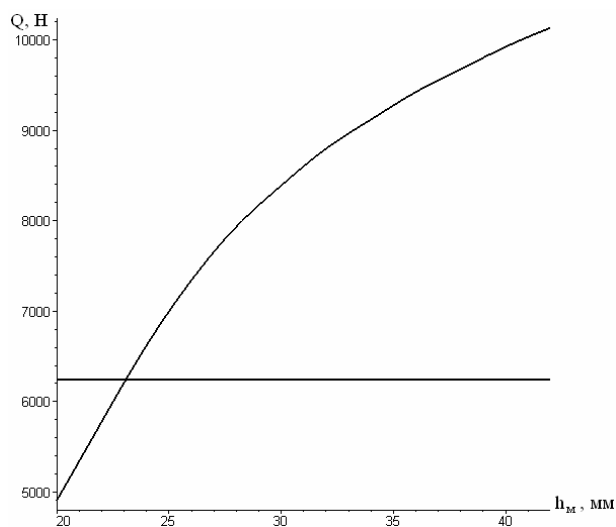


Рис. 4. Зависимость удерживающего тягового усилия от высоты постоянного магнита и противодействующая сила выключателя

основании анализа указанной зависимости была определена высота постоянного магнита $h_m = 38$ мм. Сила удержания якоря при этом составила 9677 Н, а коэффициент запаса по силе – 1,55, что гарантирует надежное удержания якоря в притяннутом положении.

Для определения требуемой МДС включающей обмотки проводился расчет статических тяговых характеристик при варьируемых значениях МДС включения – $F_{вкл}$, которые в дальнейшем сопоставлялись с противодействующей характеристикой вакуумного выключателя. Результаты сопоставления указанных характеристик приведены на рис. 5.

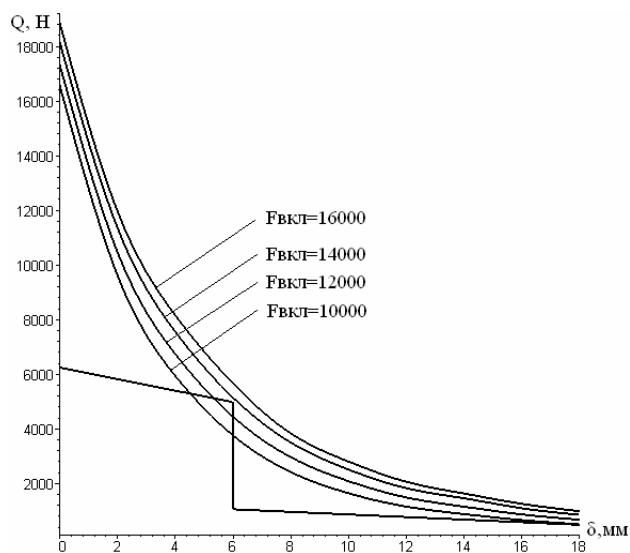


Рис. 5. Сопоставление статических тяговых характеристик электромагнита с противодействующей характеристикой выключателя

На основании анализа данных на рис. 5, с учетом необходимого запаса по тяговой силе, предварительно была определена МДС включающей обмотки электромагнита и она составила $F_{min} = 14000$ А. На основании имеющегося в электромагните обмоточного пространства и сортамента обмоточных проводов по известной требуемой МДС включающей обмотки были определены обмоточные данные включающей обмотки (марка медного обмоточного провода – ПЭТВ-2; диаметр обмоточного провода – $d_{вкл} = 0,5$ мм; число витков – $w_{вкл} = 700$; сопротивление обмотки при максимальной температуре нагрева 40°C – $R_{вкл} = 19$ Ом, минимальное значение МДС обмотки включения $F_{вкл.min} = 14233$ А). Результаты расчета статической тяговой характеристики при найденном значении МДС обмотки включения ($F_{вкл.min} = 14233$ А) сведены в табл. 1.

Таблица 1

Расчетная статическая тяговая характеристика электромагнита с однопозиционной магнитной защелкой

δ , мм	0	2	4	6	8	10	12	14	16	18
Q , Н	18146	11343	7551	5140	3500	2511	1828	1459	1095	857

На рис. 6 проведено сопоставление расчетной статической тяговой характеристики электромагнита, построенной по данным из табл. 1, с противодействующей характеристикой выключателя. Коэффициент запаса по силе при начальном ходе якоря составляет 1,75, а в момент касания контактов 1,05, что обеспечит надежное срабатывание электромагнита.

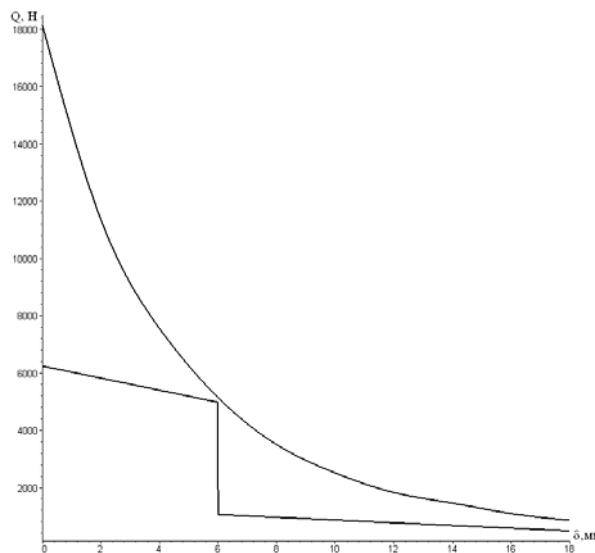


Рис. 6. Сопоставление расчетной статической тяговой характеристики электромагнита с противодействующей характеристикой выключателя

Для определения требуемой МДС отключения проводились расчеты суммарного тягового усилия в притяннутом положении якоря при варьируемых значениях МДС отключения системы, создающих в рабочем зазоре магнитный поток, направленный встречно потоку постоянных магнитов. Результаты этих расчетов представлены в виде графика на рис. 7, где показан также противодействующий момент выключателя во включенном состоянии.

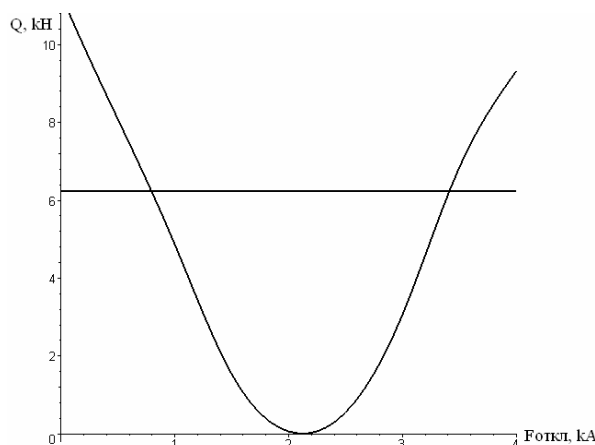


Рис. 7. Зависимость суммарного тягового усилия при притяннутом якоря от МДС отключения и противодействующая сила выключателя

Как следует из рис. 7, минимальное значение суммарного тягового усилия при отключении электромагнита составляет 5 Н при МДС отключения рав-

ной 2113 А. Диапазон ампервитков отключения, в котором тяговая сила меньше или равна противодействующей силе составляет (794 - 3413) А.

С учетом анализа крутизны кривой на рис. 7 может быть выбрано предварительное значение МДС отключения электромагнита являющееся минимальным значением интервала МДС, гарантирующего отключение электромагнита. Окончательное значение МДС отключения может изменяться в небольших пределах и в большую, и в меньшую стороны в зависимости от обмоточных данных (размеров окна намотки обмотки, диаметра обмоточного провода по сортаменту и др.).

На основании имеющегося в электромагните обмоточного пространства и сортамента обмоточных проводов по известной требуемой МДС отключающей обмотки были определены обмоточные данные отключающей обмотки (марка обмоточного провода – ПЭТВ-2; диаметр обмоточного провода – $d_{откл} = 0,224$ мм; число витков – $w_{откл} = 970$; сопротивление обмотки при максимальной температуре нагрева 40°C – $R_{вкл} = 152$ Ом, минимальное значение МДС обмотки отключения $F_{откл.мин} = 2414$ А). Расчетное значение удерживающего усилия при этом составляет $Q_{сум} = 326$ Н.

По результатам проведенных расчетов был изготовлен макетный образец электромагнита с однопозиционной магнитной защелкой на базе высококоэрцитивных постоянных магнитов и проведены его экспериментальные исследования.

Поскольку катушки исследуемого электромагнита работают в импульсном режиме, то не представлялось возможным снять экспериментально величину тягового усилия развиваемого электромагнитом в промежуточных положениях якоря, т.к. это может привести к перегреву обмоток и, как следствие, к выходу их из строя. Поэтому, работоспособность электромагнита проверялась путем его включения-отключения в опытной установке, имитирующей воздействие на электромагнитный привод контактных и отключающих пружин выключателя [3].

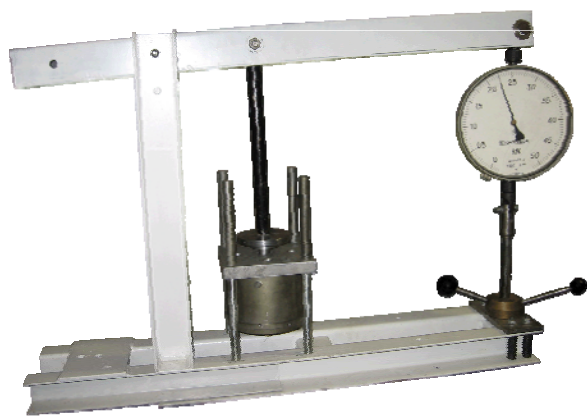


Рис.8. Экспериментальная установка для определения силы отрыва якоря электромагнита

Отрывное усилие в исследуемом электромагните измерялось на экспериментальной установке, пред-

ставленной на рис. 8. Указанная установка была разработана и изготовлена в ЗАО "Кременчугская электротехническая компания "АМПЕР" (Кременчуг).

Погрешность между расчетным ($Q_{удерж} = 9677$ Н) и экспериментальным ($Q_{эксп} = 9600$ Н) значениями отрывного усилия не превышает 1-2%, что подтверждает адекватность расчетной модели магнитной системы методом конечных элементов.

На основании проведенных исследований можно сделать следующие выводы.

1. Предложенный метод расчета исследуемой магнитной системы обеспечивает удовлетворительную для инженерных расчетов точность и может быть рекомендован к использованию при проектировании таких электромагнитов.

2. Изготовленный по результатам расчетов опытный образец электромагнита с однопозиционной магнитной защелкой на базе высококоэрцитивных постоянных магнитов является работоспособным.

3. Целесообразным является проведение дополнительных исследований магнитной системы с целью оптимизации параметров исследуемого электромагнита, направленной на улучшение его технико-экономических показателей.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Клименко Б.В., Бугайчук В.М., Гречко А.М. Электромагнитные приводы вакуумных выключателей средних напряжений // Вестник НТУ "ХПИ". – 2004. – № 42. – С.73 – 80.
- [2] Патент України № 15210 Электромагнітний привод // авт. Клименко Б.В., Вировець С.В., Форкун Я.Б. Опубл.15.06.2006 р., Бюл. №16.
- [3] Клименко Б.В., Гречко А.М., Вировець С.В. Быстродействующий электромагнитный привод с вытеснением магнитного поля для вакуумного выключателя среднего напряжения // Электротехника и электромеханика. – 2006. – № 4. – С. 22 – 26.
- [4] Сильвестер П., Феррари Р. Метод конечных элементов для радиоинженеров и инженеров-электриков: Пер. с англ. – М.: Мир, 1986. – 229 с.
- [5] Зенкевич О., Морган К. Конечные элементы и аппроксимация: Пер. с англ. – М.: Мир, 1986. – 318 с.
- [6] А.Г.Никитенко, В.Г. Щербаков, Б.Н. Лобов, Л.С. Лобанова. Математическое моделирование и автоматизация проектирования тяговых электрических аппаратов / Под ред. А.Г. Никитенко, В.Г. Щербакова. – М.: Высш. школа, 1996. – 544 с.
- [7] Пеккер И.И., Никитенко А.Г. Расчет электромагнитных механизмов на вычислительных машинах. М.; Энергия, 1967. 168 с.

Поступила 18.04.2007

К ТЕПЛОВОМУ РАСЧЕТУ ПРЕДОХРАНИТЕЛЕЙ С КОМБИНИРОВАННЫМ НАПОЛНИТЕЛЕМ

Гришук Ю.С., к.т.н.,
Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ"
тел. (0572) 707-69-76.

Кузнецов А.И., к.т.н., Гришук С.Ю.
Харьковская Национальная Академия Городского Хозяйства
Украина, 61001, Харьков, ул. Революции, 12, ХНАГХ
тел. (0572) 707-31-51.

Ржевский А.Н.
Государственный институт подготовки кадров
Украина, Киев, ул. Металлистов, 17, ГИПК
тел. (044) 457-92-44.

Отримано аналітичну залежність для визначення коефіцієнта тепловіддачі із зовнішньої поверхні плавкого елемента, що дозволяє визначити еквівалентний коефіцієнт тепловіддачі. Побудована емпірична залежність для опору модуля плавкого елемента, яка враховує опір стягування. Запропонована методика теплового розрахунку швидкодіючого запобіжника з комбінованим дугогасним наповнювачем.

Получено аналитическое выражение коэффициента теплоотдачи с наружной поверхности плавкого элемента, позволяющее определить эквивалентный коэффициент теплоотдачи. Построена эмпирическая зависимость для сопротивления модуля плавкого элемента с учетом сопротивления стягивания. Предложена методика теплового расчета быстродействующего предохранителя с комбинированным дугогасительным наполнителем.

ВВЕДЕНИЕ

Рост мощностей электроэнергетических установок промышленности и транспорта требует улучшения технико-экономических характеристик электрических аппаратов защиты, автоматических выключателей, предохранителей, реле защиты и др. Наиболее простыми и широко применяемыми для этих целей электрическими аппаратами, являются быстродействующие предохранители. Это объясняется их относительно низкой стоимостью и особенностями их защитных характеристик. Вместе с тем, анализ литературных и патентных источников и конструкций, отечественных и зарубежных предохранителей [2–5], указывает на необходимость дальнейшего улучшения их защитных, интегральных и технико-экономических характеристик. В работах [3, 4] показана возможность решения этой задачи путем применения более эффективных дугогасительных наполнителей, одним из которых является гетерогенный, комбинированный наполнитель в виде смеси кварцевого наполнителя с четыреххлористым углеродом [3, 4, 5]. Применение комбинированного наполнителя позволяет, при среднем уровне потерь, в 1,5 раза увеличить номинальный ток, существенно снизить интеграл Джоуля и повысить относительное быстродействие [3–5]. Для разработки и проектирования предохранителей повышенного быстродействия с комбинированным быстродействием необходимо создать методику расчета защитных и тепловых характеристик. Для решения этой задачи могут быть использованы общая методика теплового расчета и оптимизации токоведущих систем приведенная в [7] и выражение для определения коэффициента теплоотдачи с внутренней поверхности плавкого элемента предложенное авторами в [8].

Целью данной статьи является определения эквивалентного коэффициента теплоотдачи для предохранителя с комбинированным наполнителем, сопротивления модуля плавкого элемента и построение методики теплового расчета.

Процессы теплообмена и горения дуги в дугогасительном наполнителе, состоящем из кварцевого песка и четыреххлористого углерода, в настоящее время мало изучены. На рис.1 представлена конструкция быстродействующего предохранителя.

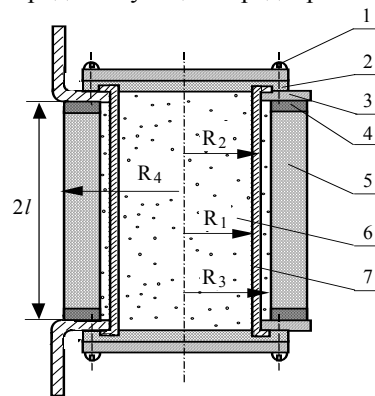


Рис. 1

Для расчета тепловых характеристик рассматриваемых предохранителей необходимо определить коэффициенты теплоотдачи через указанный наполнитель как с внутренней, так и с наружной поверхности плавкого элемента. Коэффициент теплоотдачи с поверхности плавкого элемента в предохранителе с комбинированным наполнителем зависит от большого числа параметров. К ним относятся: температура поверхности плавкого элемента и окружающей среды,

геометрические и теплофизические параметры плавкого элемента 7, наполнителя 6, электрофарфорового корпуса 5, асбестовых прокладок 2, 4, металлической крышки 1, токоподводящих выводов 3 и др.

Известны выражения для определения обобщенного коэффициента теплоотвода электрического аппарата, который может быть представлен в виде следующей суммы [6]:

$$K = K_k + K_{и},$$

где K_k – коэффициент теплоотвода за счет теплопроводности и конвекции; $K_{и}$ – коэффициент теплоотвода излучением.

Так как известные выражения для коэффициентов теплоотдачи получены для других условий, то они не могут использоваться при проведении тепловых расчетов предохранителя с гетерогенным наполнителем. В [6] показано, что в стационарном режиме нагрева плавкого элемента предохранителя теплоотводом путем лучеиспускания можно пренебречь. Из рассматриваемой конструкции предохранителя с гетерогенным наполнителем, представленной на рис. 1, следует, что при нагреве плавкого элемента теплоотдача в окружающую среду происходит как с внутренней, так и с наружной поверхности плавкого элемента. Теплоотдача с внутренней поверхности плавкого элемента происходит через гетерогенный наполнитель 6 и асбестовые прокладки 2 к металлической крышке 1 предохранителя.

Расчет коэффициента теплоотдачи с внутренней поверхности цилиндрического плавкого элемента быстроедействующего предохранителя с комбинированным наполнителем произведен авторами ранее и приведен в [8].

Для определения эквивалентного коэффициента теплоотдачи необходимо еще определить коэффициент теплоотдачи с внешней поверхности плавкого элемента.

Для расчета коэффициента теплоотдачи с наружной поверхности плавкого элемента обратимся к рис. 2, на котором обозначено: r, z – текущие координаты; l – расстояние от центра до места соединения плавкого элемента с токоподводящим контактом; R_2 – расстояние от центра до наружной поверхности плавкого элемента; R_3 – расстояние от центра до внутренней поверхности и фарфорового корпуса; ϑ_2 – температура корпуса предохранителя; ϑ_0 – температура окружающей среды.

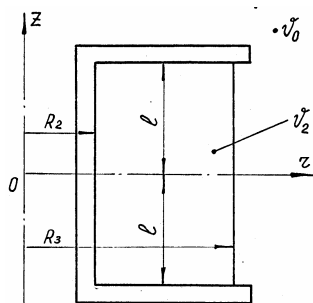


Рис. 2. Расчетная схема определения коэффициента теплоотдачи с внешней поверхности плавкого элемента

Передача тепла с наружной поверхности плавкого элемента в установившемся режиме описывается дифференциальным уравнением:

$$\frac{\partial^2 \vartheta_2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \vartheta_2}{\partial r} + \frac{\partial^2 \vartheta_2}{\partial z^2} = 0 \quad (R_2 < r < R_3; -l < z < l). \quad (1)$$

Приближенное решение задачи ищем в виде:

$$\vartheta_2(r, z) = \vartheta_e + (\vartheta_m - \vartheta_e) \cos \frac{\pi}{2l} z \cdot f(r), \quad (2)$$

$$R_2 < r < R_3$$

Неизвестная функция $f(r)$ определяется из уравнения (10), которое получается после подстановки соотношения (9) в уравнение (8).

$$\frac{d^2 f}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{df}{dr} - \frac{\pi^2}{4l^2} f = 0. \quad (3)$$

Одним из граничных условий для уравнения (10) является соотношение

$$f(R_2) = 1. \quad (4)$$

Граничное условие третьего рода, учитывающее теплоотдачу с наружной поверхности кварцевого наполнителя, представим в интегральной форме:

$$2 \int_0^l -\lambda_n \frac{\partial \vartheta_2(R_3, z)}{\partial r} 2\pi R_3 dz = \frac{\frac{1}{l} \int_0^l \vartheta_2(R_3, z) dz - \vartheta_0}{R_T}. \quad (5)$$

Тепловое сопротивление R_T складывается из суммы теплового сопротивления фарфорового патрона и сопротивления, обусловленного теплоотдачей с поверхности фарфора в окружающую среду:

$$R_T = R_{TФ} + R_{T0}. \quad (6)$$

Значения указанных сопротивлений соответственно равны

$$R_{TФ} = \frac{1}{4\pi l \lambda_{Ф}} \ln \frac{R_4}{R_3}; \quad (7)$$

$$R_{T0} = \frac{1}{4\pi l \lambda_{Ф} R_4 K_{ТП}} \quad (R_3 < r < R_4). \quad (8)$$

Таким образом, имеем

$$R_T = \frac{1}{4\pi l} \left(\frac{1}{\lambda_{Ф}} + \ln \frac{R_3}{R_4} + \frac{1}{R_4 K_{ТП}} \right). \quad (9)$$

Введем новую независимую переменную x согласно соотношению

$$x = \frac{r\pi}{2l}. \quad (10)$$

При этом, приведенное в [8] уравнение (5.19) принимает вид:

$$\frac{d^2 f}{dx^2} + \frac{1}{x} \frac{df}{dx} - f = 0. \quad (11)$$

Решением уравнения (11) является выражение

$$f(r) = B_1 I_0 \left(\frac{\pi r}{2l} \right) + B_2 K_0 \left(\frac{\pi r}{2l} \right), \quad (12)$$

где B_1, B_2 – постоянные, определяемые из граничных условий (4) и (5); $I_0 \left(\frac{\pi r}{2l} \right), K_0 \left(\frac{\pi r}{2l} \right)$ – модифицированные функции Бесселя первого и второго рода нулевого порядка.

Из граничного условия (11) следует

$$B_1 I_0\left(\frac{\pi r}{2l}\right) + B_2 K_0\left(\frac{\pi r}{2l}\right) = 1. \quad (13)$$

Подставляя (2) в (5) и вычислив интеграл, найдем

$$\begin{aligned} a'f'(R_3) + a_2 + a_3 f(R_3) &= 0; \\ a_1 &= 8l\lambda_n R_T R_3 (\vartheta_m - \vartheta_b); \\ a_2 &= \vartheta_b - \vartheta_0; \\ a_3 &= \frac{2}{\Pi} (\vartheta_m - \vartheta_b). \end{aligned} \quad (14)$$

Подставляя значение функции $f(r)$ из выражения (12) в (14), после преобразований получим второе уравнение относительно постоянных B_1 и B_2

$$\begin{aligned} a_4 B_1 + a_5 B_2 + a_2 &= 0; \\ a_4 &= \frac{\pi a_1}{2l} I_1\left(\frac{\pi R_3}{2l}\right) + a_3 I_0\left(\frac{\pi R_3}{2l}\right); \\ a_5 &= a_3 K_0\left(\frac{\pi R_3}{2l}\right) - \frac{\pi a_1}{2l} K_1\left(\frac{\pi R_3}{2l}\right). \end{aligned} \quad (15)$$

$I_1\left(\frac{\pi R_3}{2l}\right); K_1\left(\frac{\pi R_3}{2l}\right)$ - модифицированные функции

Бесселя первого и второго рода первого порядка.

Система уравнений (13), (15) позволяет определить постоянные B_1 и B_2

$$B_1 = \frac{\Delta_1}{\Delta} = -\frac{\left[a_5 + a_2 K_0\left(\frac{\pi R_2}{2l}\right) \right]}{a_4 K_0\left(\frac{\pi R_2}{2l}\right) - a_5 I_0\left(\frac{\pi R_2}{2l}\right)}; \quad (16)$$

$$B_2 = \frac{\Delta_2}{\Delta} = -\frac{\left[a_4 + a_2 I_0\left(\frac{\pi R_2}{2l}\right) \right]}{a_4 K_0\left(\frac{\pi R_2}{2l}\right) - a_5 I_0\left(\frac{\pi R_2}{2l}\right)}; \quad (17)$$

$$\Delta = \begin{vmatrix} a_4 & a_5 \\ I_0\left(\frac{\pi R_2}{2l}\right) & K_0\left(\frac{\pi R_2}{2l}\right) \end{vmatrix} = a_4 K_0\left(\frac{\pi R_2}{2l}\right) - a_5 I_0\left(\frac{\pi R_2}{2l}\right);$$

$$\Delta_1 = \begin{vmatrix} -a_2 & a_5 \\ 1 & K_0\left(\frac{\pi R_2}{2l}\right) \end{vmatrix} = -a_5 - a_2 K_0\left(\frac{\pi R_2}{2l}\right);$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} a_4 & -a_2 \\ K_0\left(\frac{\pi R_2}{2l}\right) & 1 \end{vmatrix} = a_4 + a_2 I_0\left(\frac{\pi R_2}{2l}\right).$$

Удельный тепловой поток с наружной поверхности плавкого элемента равен:

$$q_2 = -\lambda_n \frac{\partial \vartheta_2(R_2, z)}{\partial r} = -\lambda (\vartheta_m - \vartheta_e) \cos \frac{\pi}{2l} z \cdot f'(R_2). \quad (18)$$

Определяем приведенный коэффициент теплоотдачи с наружной поверхности плавкого элемента:

$$K_{T2} = \frac{q_2}{\vartheta_2(R_2, z) - \vartheta_0} = -\lambda_n \frac{(\vartheta_m - \vartheta_e) f'(R_2) \cos \frac{\pi}{2l} z}{\vartheta_b - \vartheta_0 + (\vartheta_m - \vartheta_e) f(R_2) \cos \frac{\pi}{2l} z}, \quad (19)$$

$$\text{где } f(R_2) = B_1 I_0\left(\frac{\pi R_2}{2l}\right) + B_2 K_0\left(\frac{\pi R_2}{2l}\right);$$

$$f'(R_2) = \frac{\pi}{2l} \left[B_1 I_1\left(\frac{\pi R_2}{2l}\right) - B_2 K_1\left(\frac{\pi R_2}{2l}\right) \right].$$

Для выбранного нами модуля плавкого элемента, на основании экспериментальных измерений, проведенных методом вольтметра—амперметра, получена следующая эмпирическая зависимость сопротивления модуля R_m от его параметров

$$R_m = \frac{2.25\rho}{\delta} (0.947 + 0.586l), \quad (20)$$

где δ - толщина фольги, мм; l - длина перешейка, мм; ρ - удельное сопротивление, Ом·мм.

Полученное выражение (20) для сопротивления модуля плавкого элемента позволяет учитывать сопротивление стягивания при проведении тепловых расчетов быстродействующих предохранителей

Для выполнения тепловых расчетов вводятся следующие исходные данные.

1) Теплофизические и геометрические параметры выводов предохранителя:

K_1 - коэффициент теплоотдачи с выводов предохранителя, Вт/мм² град; λ_1 - коэффициент теплопроводности выводов, Вт/мм град; ρ_{01} - удельное сопротивление выводов, Ом мм; α_1 - температурный коэффициент удельного сопротивления выводов; l_1 - длина вывода, мм; P_1 - периметр выводов, мм; S_1 - площадь сечения выводов, мм²

2) Теплофизические и геометрические параметры модуля плавкого элемента:

K_m - эквивалентный коэффициент теплоотдачи с поверхности модуля, Вт/мм² град; λ_m - коэффициент теплопроводности модуля, Вт/мм град; ρ_m - удельное сопротивление модуля, Ом мм; α_m - температурный коэффициент удельного сопротивления модуля; l_m - длина модуля, мм; P_m - периметр модуля, мм; S_m - сечение модуля, мм².

Длина модуля плавкого элемента, l_m определяется следующим выражением

$$l_m = 0.5(l + l_n), \quad (21)$$

где l - длина перешейка, мм; l_n - длина широкой части, мм.

Периметр модуля плавкого элемента P_m определяется из условия эквивалентности охлаждения

$$P_m = \frac{S_0}{l_m}, \quad (22)$$

где S_0 - поверхность охлаждения модуля, мм².

Площадь сечения модуля S_m определяется из условия эквивалентности нагрева

$$S_m = \frac{\rho l_m}{R_m}, \quad (23)$$

где R_m определяется выражением (20).

3) Параметры электрической цепи допустимые значения тепловых и защитных характеристик:

I_n - номинальный ток, А; U - номинальное напряжение, В; T - постоянная времени, мс; I_k - ожидаемый ток короткого замыкания, кА; $\theta_{в1д}$, $\theta_{в2д}$ - допус-

тимое значения температуры на выводах, °C; $\theta_{\text{мд}}$ - допустимое значение максимальной температуры плавкого элемента, °C; $y_{\text{ед}}$ - допустимое значение i -тых защитных характеристик: полного интеграла отключения $y_{1\text{д}}$, A²C; перенапряжения $y_{2\text{д}}$, В; тока ограничения $y_{3\text{д}}$, А.

Расчет температуры выводов $\theta_{\text{в1}}, \theta_{\text{в2}}$ и максимальной температуры плавкого элемента проводится на основе методики, изложенной в [7]. С этой целью токоведущую систему предохранителя (плавкий элемент и выводы) разбиваем на ряд участков, каждый из которых представляет собой модуль плавкого элемента, причем в пределах каждого участка сечение и периметр постоянны и равны эквивалентным значениям сечения и периметра модуля плавкого элемента.

В этом случае составленное дифференциальное уравнение стационарной теплопроводности для i -го участка, будет иметь вид:

$$\frac{d^2\theta_i}{dx_i^2} - \frac{k_i P_i}{\lambda_i S_i} \theta_i + \frac{I^2 \rho_i (1 + \alpha_i \theta_i)}{\lambda_i S_i^2} = 0, \quad (24)$$

где l_i - длина i -того участка; X_i - переменная координата вдоль i -го участка; Q_i - сосредоточенный источник тепла на стыке двух соседних участков; θ_i - превышение температуры над нормированной температурой окружающей среды; K_b, P_b, λ_b, S_b - соответственно коэффициент теплоотдачи, периметр, коэффициент теплопроводности и сечение i -го участка токоведущей системы; ρ_{0i} и α_i - удельное электрическое сопротивление и его температурный коэффициент;

Вид решения этого уравнения определяется величиной произведения $K_i P_i$ рассмотрим два возможных случая когда выполняются неравенства (25):

$$K_i P_i > \frac{I^2 \rho_{0i} \alpha_i}{S_i} \quad \text{или} \quad K_i P_i < \frac{I^2 \rho_{0i} \alpha_i}{S_i} \quad (25)$$

При определении температуры выводов и плавкого элемента постоянные интегрирования A_i и B_i выражаются на основе закона Фурье через тепловые потоки Φ_i, Φ_{i+1} , входящие соответственно в i -тый и $i+1$ -ый участок. Полученная система алгебраических уравнений относительно неизвестных тепловых потоков $\Phi_i (i=1, 2, \dots, N-1)$ решается методом прогонки [7].

ВЫВОДЫ

1. Полученные выражения коэффициентов теплоотдачи с внутренней и наружной поверхностей плавкого элемента позволяют определить эквивалентный коэффициент теплоотдачи с учетом распределения температуры по длине плавкого элемента.

2. Построенная эмпирическая зависимость для сопротивления модуля плавкого элемента позволяет учитывать сопротивление стягивания.

3. Полученные результаты позволяют с достаточной точностью находить оптимальное значение геометрических и конструктивных параметров плавкого элемента и предохранителя при заданных значениях защитных и тепловых характеристик на основе методики теплового расчета и оптимизации токоведущих систем, изложенной в [7].

4. Результаты рекомендуются к использованию при проведении тепловых расчетов быстродействующих предохранителей с комбинированным наполнителем в процессе разработки и проектирования предохранителей повышенного быстродействия.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Глух Е.М., Зеленов В.Е. Защита полупроводниковых преобразователей. – М.: Энергия, 1970. – 152 с.
- [2] Намитоков К.К., Хмельницкий Р.С., Аникеева К.Н. Плавкие предохранители. – М.: Энергия, 1979. – 176 с.
- [3] Гришук Ю.С., Гришук С.Ю. Расчет предохранителей повышенного быстродействия с алюминиевыми плавкими элементами // Вестник Харьк. госуд. политехн. ун-та. Сб. науч. трудов. – Харьков: ХГПУ, 2000. – №84 – С. 62-64.
- [4] Гришук Ю.С., Ржевский А.Н., Гришук С.Ю. Многофакторные исследования предохранителей с плавкими алюминиевыми элементами повышенного быстродействия // Вісник національного техн. ун-ту "ХПІ". Зб. наук. праць. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2001. – №16 – С. 62-64.
- [5] Пастор Ю.А. Теплообмен и гашение электрической дуги в плавких предохранителях с дисперсным и жидкостным наполнителем // Дисс...канд. техн. наук. – Рига: Физико-энергетический ин-т АН Латв. ССР. – 1978. – 221с.
- [6] Баранов М.И., Гришук Ю.С и др. Температурное поле быстродействующего предохранителя с комбинированным наполнителем // Електротехніка і електромеханіка. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2002. – №1. – С. 8-11.
- [7] Гришук Ю.С., Долинский Ю.М. Тепловые расчеты быстродействующих плавких предохранителей // Труды 2-й Всес. Школы-семинара по тепло- и массообмену в электр. контактах. – Алма-Ата, 1979. – С. 83-86.
- [8] Гришук Ю.С., Кузнецов А.И., Гришук С.Ю., Ржевский А.Н. Определение коэффициента теплоотдачи в быстродействующих предохранителях с комбинированным наполнителем // Вісник національного техн. ун-ту "ХПІ". Зб. наук. праць. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2006. – № 35 – С. 41-46.

Поступила 12.04.2007

PROBLEM WITH OUTPUT RELAYS USED IN MICROPROCESSOR-BASED PROTECTION DEVICES: WHAT TO DO?

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

Друга публікація автора на тему про невідповідність параметрів субмініатюрних вихідних реле мікропроцесорних пристроїв релейного захисту реальним умовам експлуатації і стандартам, що діють. У даній статті пропонуються заходи по уточненню стандартів, а також приводяться конкретні технічні рішення цієї проблеми.

Вторая публикация автора на тему о несоответствии параметров субминиатюрных выходных реле микропроцессорных устройств релейной защиты реальным условиям эксплуатации и действующим стандартам. В данной статье предлагаются меры по уточнению стандартов, а также приводятся конкретные технические решения этой проблемы.

INTRODUCTION

Conversion from electromechanical and static to microprocessor-based protection devices (MPD) is frequently accompanied by a number of the technical problems, usually unknown to the consumer [1]. One of these problems is nonconformance of subminiature electromechanical relays (SER), used as output elements of MPD, to the parameters specified in the MPD data sheet, actual standards, and real operation conditions. This problem has been investigated by the author in [2]. After the publication of the results of this research the author discovered an earlier publication [3] in which experts from Vector Power Solutions Ltd, General Electric and National Grid Transco also noticed these discrepancies. In addition, the author has received responses to his article [2] from experts of SER Manufacturers, from the Technical Committee 94 (All-or-nothing electric relays) of the IEC; and from other specialists. Thus, we can assume that the existence of this problem is confirmed and recognized by the international engineering public.

The purpose of this publication is researching ways to solving this problem.

1. NONCONFORMANCE PARAMETERS OF MPD OUTPUT CONTACTS TO PARAMETERS OF SER

1.1. As MPDs are devices that work only in emergency modes, the frequency of their operation and total number of operations for all service life are very insignificant (we shall show, 10^3 operations) in comparison with the normal number of the operations allowable for SER ($10^5 - 10^6$). As erosion of contacts at switching has a cumulative character it is abundantly clear that SER manufacturers set limitations on the switching ability of contacts, proceeding from what is accepted as usual for them (that is a large) number of operations. It is therefore possible to expect that for a number of operations 100 - 1000 times less than what is usually accepted for SER, "the top rod" in limitations on their switching ability can be essentially increased.

1.2. An especially heavy mode for SER contacts it is considered a mode of switching of inductive loads at DC voltages as high as 125 V and 250 V (standard voltages

of a DC system on substations and power stations). According to the data sheet on SER, used today in MPD, none of them can be used for work in such conditions. This limitation is absolutely correct in the formal view and completely supported by manufacturers. However, when taking into consideration this question it is necessary to take into account, that "switching" for SER must be understood as a "full cycle", that is both part of the "switching" cycle inclusive: and making and breaking of a circuit. Actually, in the full cycle mode in MPD works only the contacts of the internal SER which intended for control of other (outside) auxiliary relays.

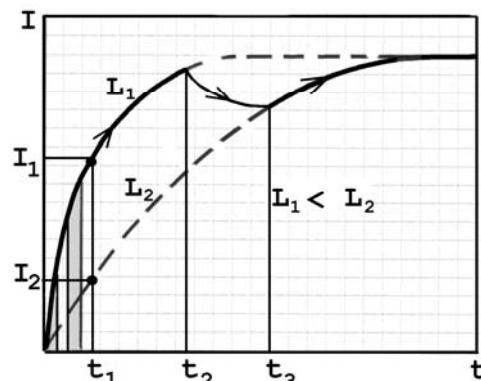


Fig. 1. Dependence of current (I) breaking at contacts bouncing during making process from inductance (L) of load.

I_1 – current breaking at low inductance of load; I_2 – current breaking at high inductance of load; t_1 – bouncing period; t_2 – start moving of core in trip solenoid; t_3 – stop moving of core in trip solenoid

The most powerful MPD contacts are intended only for turning-on (making) without breaking the trip coil of the high-voltage circuit breaker (CB). Disconnection (break) of the trip coil circuit from the DC power supply is carried out by own powerful auxiliary contacts of the CB. Hypothetically only, making of contacts does not affect the electric arc between the contacts and consequently there should not be any special limitations for turn-on of inductive load at a DC voltage of 125 - 250 V. The problem appears because the actual contact making process is accompanied by repeated impacts (making) and

bounces (breaking) of contacts. In other words, there is no "pure" turn-on without turn-off – it simply does not exist. Even single breaking at mentioned above conditions (an inductive load of 10 – 15 A at DC voltage 125 - 250 V), will produce a high energy electrical arc between SER contacts which may weld them together. In addition, at enlarging of load inductance, the more energy exuded on contacts increases the probability of welding. For this reason, the DC switching capability specified in the data

sheet on SER for active load at voltages up to 30 V only, may not even close them to required values. This is also the reason that there are not any separations between various kinds of switching modes because of the danger of even single switching-off with a powerful arc on contacts. It is interesting that this approach is accepted not only by SER manufacturers, but also by the corresponding committee on standardization at the IEC.

Table 1

Switching capability of subminiature electromechanical relays using in MPD

Subminiature Electro-magnetic Relay Type	Maximal Switching Power (for resistive load)		Rated Current & Voltage (for resistive load)		Make Current for Inductive Load (L/R) In Mode with Very Infrequent Making Cycles (≤ 1000)			
	AC	DC	AC	DC	125 VDC		250 VDC	
					10 ms	25 ms	10 ms	25 ms
ST	2000 VA	150 W	8 A; 380 V	5 A; 30 V	?	?	?	?
JS	2000 VA	192 W	8 A; 250 V	8 A; 24 V				
RT2	2000 VA	240 W	8A; 250 V	8A; 30 V				
RYII	2000 VA	224 W	8A; 240 V	8A; 28 V				
G6RN	2000 VA	150 W	8 A; 250 V	5 A; 30 V				
G2RL-1E	3000 VA	288 W	12 A; 250 V	12 A; 24 V				

However, by more detailed consideration of this problem, it would appear that this situation is no so unequivocal, and more likely paradoxical, because at turn-on of the inductive load by relay contacts the current through the contacts increases smoothly. Increasing inductance causes the current to increase more slowly. At the same time, contact bouncing with impact occurs only at the initial stage of the making process, prolonging a very much limited time period, usually not exceeding 3 -

4 ms for subminiature relays and not dependent on load inductance. This brings about a paradoxical situation: the more inductance of load, the less the value of current that is broken off by contact bouncing during the making process (fig. 1). This means that the standard reasoning stated above in that specific situation is not relevant and the real capacity of the SER contacts making an inductive load may be much higher.

Table 2

Switching capacity of contacts depending on the type of load for control electromagnets, valves and solenoid actuators

Utilization Category	Type of current	Switching capacity of contacts in the mode of normal switching					
		Make (switching ON)			Break (switching OFF)		
		current	voltage	$\cos\phi$	current	voltage	$\cos\phi$
IEC 60947-4							
AC-15	AC	$10 I_N$	U_N	0.3	$10 I_N$	U_N	0.3
DC-13	DC	I_N	U_N	-	I_N	U_N	-
Switching capacity of contacts in the mode of infrequent switching							
AC-15	AC	$10 I_N$	$1.1 U_N$	0.3	$10 I_N$	$1.1 U_N$	0.3
DC-13	DC	$1.1 I_N$	$1.1 U_N$	-	$1.1 I_N$	$1.1 U_N$	-
Switching capacity of contacts for 1000 making cycles							
DC-13	DC	?	?	$L/R \leq 10$ ms	-	-	-
	DC	?	?	$L/R \leq 20$ ms	-	-	-
	DC	?	?	$L/R \leq 40$ ms	-	-	-

I_N and U_N rated values of currents and voltages of electric loads switched by relay contacts

Because MPD are very important and crucial devices which determine working ability of a major sector of the economy, urgent research for functioning SER contacts in this specific mode is necessary. On the basis of this research SER companies-manufacturers should add technical specifications to relays in a mode of very infrequent making of inductive loads at DC voltages of 125 and 250B (tab. 1). If, besides bringing MPD manufacturers to audit technical specifications and eliminate obvious

mistakes regarding switching capability of the output relay contacts described in [2], there can be a difference between the parameters written in the specifications of MPD and SER, will actually not too great.

2. NONCONFORMANCE TO ACTUAL STANDARDS IN MPD OUTPUT CONTACT PARAMETERS

Some standards considered as universal, for example IEC 60947-4, and also the new 3 edition of IEC standard 61810-1 (presently applied at the stage of consideration) the relay contacts switching capability (in category DC-13), when corresponding to a mentioned mode, consider separately make and break inductive loads. According to these standards the switching capability of these contacts for make and for break is identical and equals 100% of rated current in a mode of normal switching, and 110% in a mode of infrequent switching. Such ratios ob-

viously specify that at their definition the phenomenon of bouncing contacts and probability of circuit breaks with an inductive load at a full current were taken into account. That is, without taking into account the conclusions formulated in 1.1 and 1.2. In a concrete considered mode, it is possible to allow, apparently, considerably higher currents at make contacts. In our opinion, these standards should be edited by adding, in view of the above mentioned reasons, a special switching mode, used in MPD (tab. 2).

Table 3

Parameters of some modern thyristors, suitable for using as output elements of MPD

Thyristor type		BTW69-1200	40TPS12	CS 60-16io1 CS 60-14io1 CS 60-12io1	70TPS16 70TPS12
Max. repetitive off-state peak voltage, V	V_{DRM}, V_{RRM}	1200	1200	1600 1400 1200	1600 1200
Max. on-state rms current, A	$I_{T(RMS)}$	50	55	75	75
Peak, ½ cycle (sine) non repetitive surge current, A	I_{TSM}	580	500	1500	1200
Max. peak forward on-state voltage (voltage drop), V	V_{TM}	1.9	1.85	1.4	1.4
Max. holding current, mA	I_H	150	150	200	200

3. IMPROVEMENT OF MPD BY MANUFACTURERS

Carrying out of all the necessary stages of SER testing in the specified mode, entering corrections into the technical documentation, and especially correction of standards, is a long enough process, which can take years. During this time the problem may be solved by MPD manufacturers independently, with no connection to this process. We shall consider probable ways for solving this problem.

3.1. Using of compact relays intended specially for switching inductive load at 125 – 250V DC. For such ability the contact system of the relays incorporated a blow-out magnet, placed between contacts. Magnetic field of the magnet interacts with DC arc between contacts and rapidly repulsing it away from the contacts at their breaking. Many companies produce such relays today, fig. 2. Some of them are suitable for installation on the printed-circuit-board (PCB). For example, the JC2aF-H73 type, produced by Matsushita, IG2C-24VDCM type, produced by Kuhnke, etc. Application of such relays can appear effective not only for making of the CB trip coils used in usual schemes, in view of what was stated above, but much more for making of these coils in a special schemes with the forcing capacitor which creates a high current pulse through the coil (and contacts, of course) in the initial stage of the making process for it acceleration, fig.3. For this specific but widely used scheme, mentioned above, the reasoning regarding small current value is that breaking by contacts at bouncing in the initial stage of the process is not so relevant, therefore using of such relays may be very effective.

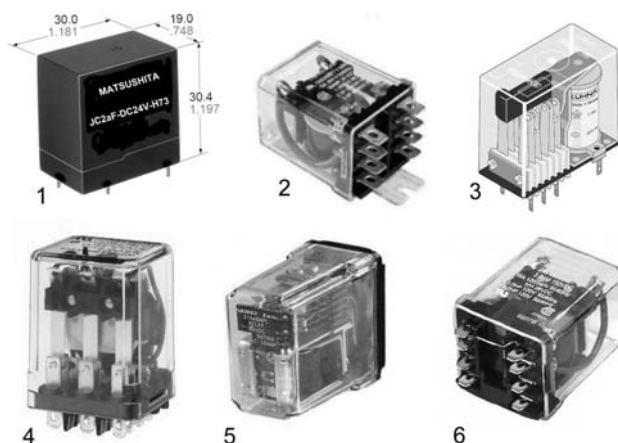


Fig. 2. Compact relays with blow-out magnets suitable for switching inductive load at 240 VDC:

- 1 - JC2aF-DC24V-H73 type (Matsushita); 2 - 300 series (Magnecraft); 3 - IG2C-24VDCM type (Kuhnke); 4 - KUEP-3D17-12 (Potter & Brumfield); 5 - 219 series (Magnecraft); 6 - A283 series (Magnecraft)

3.2. It is desirable to wider usage thyristors for currents of 30 - 70A and voltages of 1200 – 1600V, complete with varistors, as the powerful output contact of MPD which intended only for making (without breaking) the trip coil of the circuit breaker. Modern thyristors with such parameters (tab. 3), have small sizes (fig. 4), and in view of the short duration of current passing through them, can be used without Heatsink.

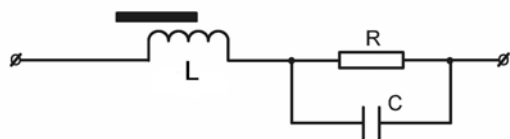


Fig. 3. A circuit diagram for forcing switching of the CB tripping coil (L)

Thyristors should be chosen with a hold current of not less than 50 – 70 mA and they should not remain in the conductive condition under action of small-current so-called "supervision relays", supervising serviceability of all trip circuits by means of having a small current passing through it (approx. 15 – 20 mA). Thyristors have the best overcurrent and overvoltage capability in comparison with power transistors, IGBT, FET.

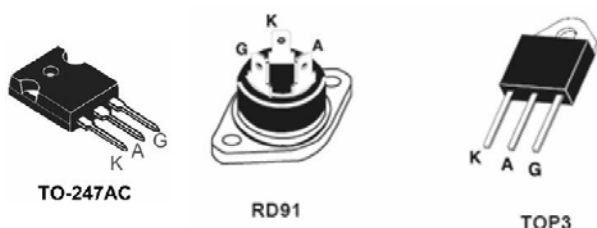


Fig. 4. Modern thyristors for switching current 30 – 75 A at 1200 – 1600 V, made in a compact cases

3.3. In perspective, the decision should be, in MPD, to use hybrid devices containing a SER contact and a solid state switching element, connected in parallel. One of these devices is suggested by the author in fig. 5.

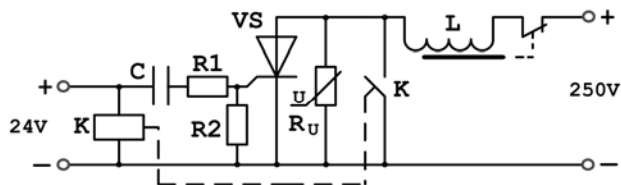


Fig. 5. Circuit diagram of hybrid element intended for energizing trip coil at 250 VDC

In this device the control signal is put to a winding of the SER and simultaneously charges capacitor C , through a limit resistor (R_1) and the gate circuit of thyristor VS . The thyristor instantly opens by means of this charging current (with a delay of some microseconds) and picks-up the CB trip coil L . Contact K closes and shunts the thyristor through 7 – 10 ms (the own time of operation of the SER). The current of trip coil L flows to a circuit of contact K . At the beginning of this process there is an opening of contacts at bouncing, inter-contact resistance, and the voltage on the contacts start increasing. This voltage is put to thyristor VS . At an increase in this voltage of up to 5 – 7 V the thyristor again instantly opens as this time the capacitor C has not yet been completely charged and charging current continues to flow through the gate of the thyristor. The capacity C and resistance R_1 leave this condition in order to guarantee a thyristor gate current of about 50 – 70 mA during 15 - 20 ms, that is, before the full termination of contact bouncing. Thus, during the

contact making process there is no break of the trip coil circuit and there is no arc on the contacts. After full charge of the capacitor, the current in the thyristor gate circuit stops, is finally locked and no longer influences the condition of the load (trip coil) circuit. At disappearance of the control signal at the input of the device the capacitor is discharged through the coil of the relay K .

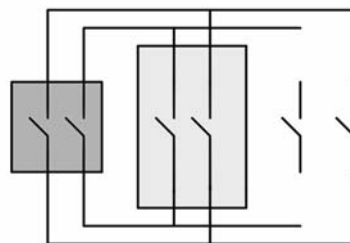


Fig. 6. Connection in parallel-in pairs contacts from the relay of various types for excluding of bouncing

3.4. As the basis of the problem of switching-on of the trip coil is the bouncing of contacts, accompanying short-term breaks of current during the making process, the natural solution of this problem could be to compensate these breakages with a combination of two contacts connected in parallel with the various parameters of vibration which are not conterminous on a phase (fig. 6).

It is abundantly clear that if connected in parallel-in pairs, contacts of relays of various types, with various mechanical properties of contacts, we can predict with practically full confidence that it is possible to guarantee unconformity in the phase of bouncing that is absent of breaks of circuit during the switching-on of inductive load. MPD manufacturers can take arms on this principle, using in the their products usual SER as described above, and SER manufacturers can produce relays containing, in the single case, two contacts with different rigidities or weights, in which vibration at bouncing does not coincide on a phase, having connected both these contacts in parallel.

3.5. Power reed switches with increased switching capability have now appeared in the market (fig. 7) and the relays on which they are based could be used with success as output contacts in MPD.

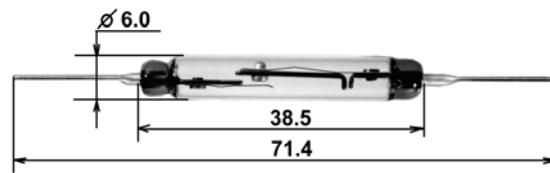


Fig. 7. Power reed switch R14U and R15U (Bestact™, produced by Yaskawa) with two-stage contact system for switching inductive load

Such reed switches with a rated current of 5A are capable not only to make, but also to break circuits with inductive loads at 230V DC. For example, they are capable of switching-off 0.4 – 0.6 ADC with a constant time of 40 ms. That it is quite enough for their usage as the auxiliary contacts of MPD intended for control by external auxiliary relays. The operating time of these reed

switches does not exceed 5 ms, bouncing time not more than 2 ms; switching cycles number 50 - 100 million. It is obvious that when reducing the requirement of the number of switching cycles 10.000 times, we should expect an additional increase in their switching current (that should be confirmed with the manufacturer, of course). When choosing auxiliary output relays for MPD it is necessary to take into account that some of them will be used for switching of the coils of the external electromagnetic relays at 125 – 240 V DC, and some others for switching of low-voltage and low-current signals on logic inputs of other MPD. Usually that is not taken into account in any way by manufacturers of MPD, however, it is known that for switching powerful loads and for switching low-current, low-voltage signals contacts should have different properties and should be made from different materials. This is reflected in the technical specifications on SER. For example, a relay with powerful contacts will have limits on the lower threshold of a switched current and voltage, and this threshold frequently lays within the values used in practice for small level control signals. Therefore, two types of SER corresponding to two types of loads should be used as auxiliary output relays in MPD, as mentioned above.

3.6. Modern high-voltage IGBT transistors can be successfully used as powerful output auxiliary relays of MPD. The small sizes (plastic case TO-247 and similar types), have high values of collector current, high withstanding overvoltages, high power dissipation, and high allowable working temperatures of the crystal (tab. 4), making such transistors rather attractive elements for switching inductive loads (coils of external auxiliary relays) with a consumption of 0.1–5 A at 250 VDC. For overvoltage protection when switching inductive loads, such transistors can in addition be protected by varistors with a clamping voltage of 500-700V. As is known, some problems may arise when using IGBT transistors represented by the correct organization of their control circuits, however, today these problems are successfully solved and there are numerous drivers for controls of IGBT transistors on the market which are made as small modules, fig. 8. In such drivers, all necessary element are contained inside for reliable switch-on and switch-off IGBT transistors.

Single modules of this type and two IGBT transistors, form analogues of high-quality changeover contacts, galvanically isolated from the internal control circuits of the MPD.

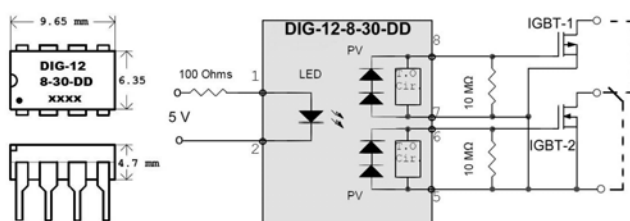


Fig. 8. Modern galvanic isolated driver for controls of pair IGBT transistors, formatives single changeover contact

There are in the market also completely assembled modules (solid-state relays on basis of IGBT technology)

ready to use at 250 VDC. These modules have the biggest sizes (58.4 x 45.7 x 22.9 mm) than the single IGBT with the driver but can be used in MPD of anyone design as do not demand the printed circuit board or any addition elements for their installation, fig. 9.

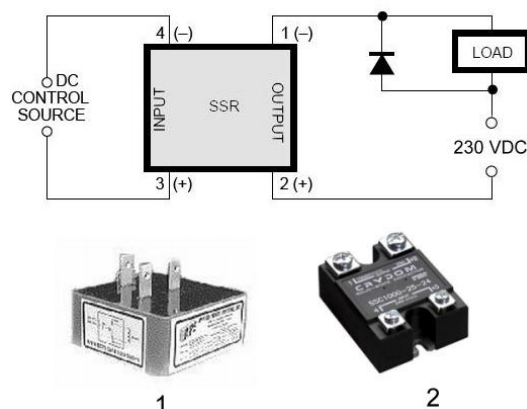


Fig. 9. Solid-state modules for switching of inductive load at 250 VDC:

- 1 – APSW-DC75 type (Applied Power Systems);
- 2 – SSC1000-25 type (Crydom)

Both these modules have a high current and over-voltage capability (75A, 1500 V - for 1, and 25A, 1200 V – for 2), that made them suitable for usage in MPD.

4. IMPROVEMENT OF MDP BY THE OPERATIONAL STAFF OF POWER SYSTEM

One elementary solution of the problem of MPD output contacts, including switching-on the CB trip coil, could be to use an external power amplifier of an elementary type, inserting it between the output contact of the MPD and the trip coil (fig. 10).

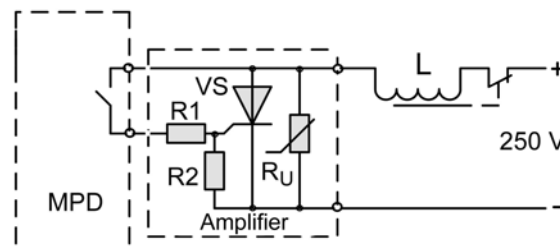


Fig. 10. Simple switching amplifier on single thyristor for trip coil energizing

When the single output MPD contact must switch-on group of trip coils belonging to different circuit breakers, it is possible to use a power demultiplexer on thyristors (fig. 11) connected to the output of the above mentioned amplifier.

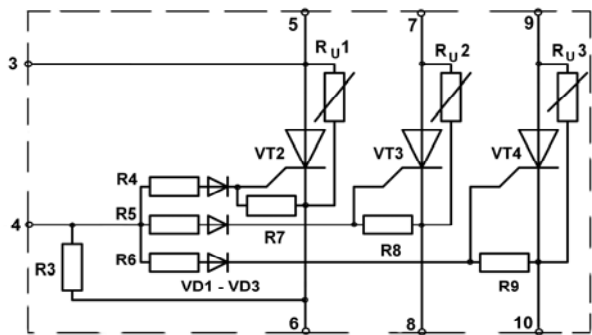


Fig. 11a. Power demultiplexer on thyristors for switch-on the group of trip coil

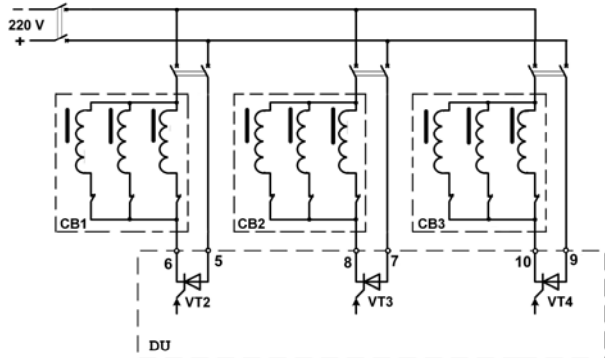


Fig. 11b. Circuit diagram for external connection of power demultiplexer (DU). CB1, CB2, CB3 – three phase circuit breakers

For contacts of auxiliary relays (which require not only switching-on, but also switching-off the inductive load) arc protective modules of the passive type, connected in parallel to contacts of the relay, can be used, for example an RC-circuit of self-made or industrial types (fig. 12), manufactured by many companies.

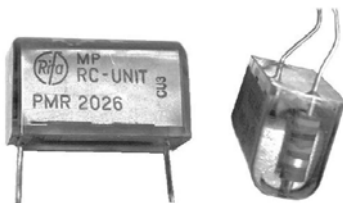


Fig. 12. Passive arc-protective module contains series connected R and C elements (produced by RIFA)

More effective protection of relay contacts against an electric arc is provided by protective modules of the active type, containing semiconductor elements such as transistors (fig. 13).

Naturally, modules of this type are much more complex and expensive than modules of the passive type. Even a more simplified version of such a module (USA Pat. 5703743) contains two transistors (IGBT and FET types), one triac, three diodes, and three Zeners.



Fig. 13. Smart (active type) arc-protective modules SEL-9501 and SEL-9502 types (produced by SEL)

A more sophisticated updating (USA Pat. 6956725) consists of the current transformer, a rectifier bridge, and some capacitors and resistors in addition to the above-listed elements. Such modules are sold in the open market by Schweitzer Engineering Laboratories and can be successfully used by any consumer used MPD. The choice of type of protective module depends on the concrete parameters of the switching load. At "light" loads, with the time constant not exceeding 7-10 ms, elementary RC-modules can be used, and for heavy loads with $R/L = 30 - 50$ ms, active type modules are more suitable.

REFERENCES

- [1] Gurevich V., "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] Hindle P.J., Bolger G., Fitch J., Modernising the Old Transmission Protection Interfaces – Integrated Bay Solutions to Conventional Plant. – Developments in Power System Protection, 2004, Vol. 2, 8th IEE International Conference, p. 490 – 493.

Поступила 10.11.2006

РАСЧЕТ НОВОЙ КОНСТРУКЦИИ СЕПАРАТОРА ДЛЯ ПЕРЕРАБОТКИ МЕТАЛЛУРГИЧЕСКИХ ШЛАКОВ

Загирняк М.В., д.т.н., проф., Усатюк В.М., к.т.н., доц., Подорожный С.В.
Кременчугский государственный политехнический университет имени Михаила Остроградского
Украина, 39614, Кременчуг, ул. Первомайская, 20, КДПУ, кафедра "Электрических машин и аппаратов"
тел. (05366)3-62-19, E-mail: mzagirn@polytech.poltava.ua

Представлена нова конструкція електромагнітного сепаратора для переробки металургійних шлаків на основі циліндричного висмного електромагніту та запропонована методика його оптимального проектування на базі розрахунку трьохмірного (3D) розподілення поля методом просторових інтегральних рівнянь з застосуванням модуля Radia®.

Представлена новая конструкция электромагнитного сепаратора для переработки металлургических шлаков на основе цилиндрического извлекающего электромагнита и предложена методика его оптимального проектирования на основе расчета трехмерного (3D) распределения поля методом пространственных интегральных уравнений с использованием модуля Radia®.

ВВЕДЕНИЕ

По мере роста производства черных металлов возрастает количество производимых в промышленности металлургических шлаков. Потери металла вместе со шлаком не только заметно снижают его выход, но и существенно осложняют его дальнейшую переработку. Поэтому реорганизация технологических процессов переработки металлургических шлаков с максимальным извлечением металла является одним из путей, позволяющих увеличивать выплавку металла без привлечения в металлургический цикл дополнительных материальных и сырьевых ресурсов. Не менее важным сырьевым ресурсом является минеральная составляющая шлака, из которой путем дробления получают щебень, а при обработке шлакового расплава водой получают гранулированный шлак. Оба эти компонента широко применяются в строительстве, а наличие металла сильно ухудшает их качество.

Как показывает практика, основными причинами, приводящими к низкому уровню утилизации металла из шлаков, являются малая их изученность, а также отсутствие у производителей стран СНГ специализированного магнито-сепарирующего оборудования, приспособленного к условиям шлакопереработки. Применение же для переработки металлургических шлаков устройств, предназначенных для обогащения полезных ископаемых или защиты технологического оборудования, малоэффективно из-за значительной ошлакованности скрапа (извлечение металла не превышает 30-40% от его содержания в шлаке) [1].

Из всего разнообразия выпускаемых в настоящее время сепараторов и железотделителей (шквивные, барабанные, подвесные и т.п.), наиболее оптимальной по многим критериям как при встраивании в уже имеющиеся технологические схемы шлакопереработки, так и при разработке новых, является конструкция подвесного сепаратора. Эта конструкция является наиболее универсальной с точки зрения возможности размещения в любом месте транспортирующего конвейера, не имеет строгих габаритных ограничений, что позволяет, с целью эффективного извлечения ферромагнитных предметов, создавать более длинную зону вдоль ленты. Дополнительным достоинством подвес-

ных сепараторов является также удаление ферромагнитных тел из потока материала без захвата немагнитной его фракции. Проведенный анализ конструкций этих сепараторов свидетельствует о том, что работы по созданию и совершенствованию рассматриваемых сепарирующих устройств в мире направлены на:

- повышение эффективности извлечения за счет усиления магнитного поля и времени его воздействия на сепарируемый материал;
- повышение надежности разгрузки извлеченных тел при минимуме захвата немагнитного материала;
- снижение материал- и энергоемкости.

Это достигается как совершенствованием методик проектирования традиционных конструкций, так и разработкой новых электромагнитных систем сепараторов.

ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Целью представленной работы была разработка новой конструкции подвесного электромагнитного сепаратора, обеспечивающего более эффективное извлечение металла из шлака, а также разработка методики его оптимального проектирования на основе расчета трехмерного (3D) распределения поля.

КОНСТРУКЦИЯ ПОДВЕСНОГО СЕПАРАТОРА ДЛЯ ПЕРЕРАБОТКИ МЕТАЛЛУРГИЧЕСКИХ ШЛАКОВ

С учетом результатов проведенного анализа для решения данной задачи была предложена конструкция подвесного сепаратора на основе цилиндрического извлекающего электромагнита, удовлетворяющая условиям переработки большинства металлургических и сталелитейных шлаков (рис. 1).

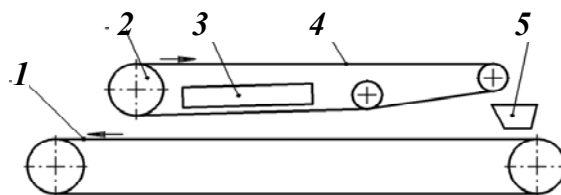


Рис. 1. Подвесной сепаратор для извлечения металла из шлака: 1 – питающий ленточный конвейер, 2 – разгружающий электромагнитный шквив, 3 – извлекающий цилиндрический электромагнит с немагнитной вставкой, 4 – разгружающая лента, 5 – приемник извлеченного металла

- Основными особенностями конструкции являются:
- верхняя разгрузка сепаратора;
 - применение в качестве извлекающего электромагнита сепаратора типичного цилиндрического грузоподъемного электромагнита (электромагнитной шайбы);
 - использование немагнитной вставки в наружном кольцевом полюсе извлекающего электромагнита.

Применение в сепараторе верхней разгрузки позволяет использовать более эффективную схему его монтажа – вдоль ленты основного питающего конвейера.

Для пояснения взаимодействия конструктивных частей сепаратора рассмотрим процесс сепарации.

При движении конвейерной ленты 1 в направлении стрелки сепарируемый шлак поступает в рабочую зону сепаратора. Здесь под воздействием магнитного поля, создаваемого цилиндрическим электромагнитом 3 ферромагнитные включения, находящиеся в толще шлака, извлекаются и прижимаются к поверхности разгружающей ленты 4. Далее при движении совместно с разгружающей лентой 4 извлеченные ферромагнитные включения поступают в поле действия электромагнитного шкива 2, с помощью которого удерживаются при переходе на верхнюю поверхность разгружающей ленты 4, где и разгружаются в металлоприемник 5.

Несмотря на использование в конструкции сепаратора хорошо себя зарекомендовавшей схемы "извлекающий электромагнит – транспортирующий электромагнит" эффективность разгрузки была низкой ввиду неустойчивой передачи извлеченного металла от более сильного извлекающего электромагнита 3 к менее сильному разгружающему шкиву 2.

Для улучшения условий такой передачи было предложено кольцевой полюс извлекающего цилиндрического электромагнита выполнить с немагнитной вставкой на стороне, обращенной к шкиву (рис. 2).

Такая конструкция кольцевого полюса способствует также уменьшению эффекта шунтирования магнитного поля разгружающего электромагнитного шкива полем извлекающего электромагнита. Данная конструкция сепаратора защищена патентом Украины [2].

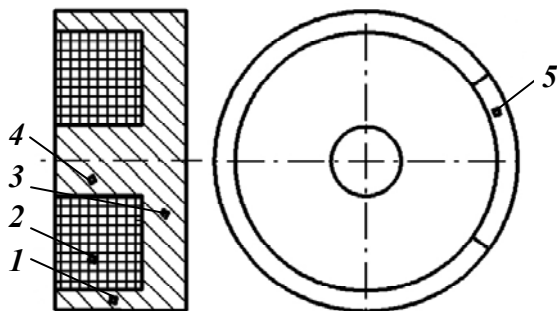


Рис. 2. Цилиндрический электромагнит с немагнитной вставкой: 1 – наружный кольцевой полюс; 2 – намагничивающая катушка; 3 – ярмо; 4 – сердечник; 5 – немагнитная вставка

РАСЧЕТНАЯ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИЗВЛЕКАЮЩЕГО ЭЛЕКТРОМАГНИТА

Априори извлекающий электромагнит сепаратора должен обеспечивать большую глубину и надежность извлечения по всей ширине ленты питающего

конвейера. Для обеспечения этого с учетом технологических особенностей применения и широкого размерного ряда шлаковых сепараторов методика проектирования должна учитывать множество параметров, таких как: высота подвеса сепаратора, гранулометрический состав и плотность сепарируемого шлака, диапазон размеров ферромагнитных включений, и т.п.. Однако, до настоящего времени цилиндрические электромагнитные системы с открытым рабочим полем исследованы мало, и практически отсутствует информация для их расчета и оптимального проектирования, а подобные системы с вырезом не были исследованы вовсе.

Поэтому актуальной задачей является разработка методики расчета рациональных параметров цилиндрической электромагнитной системы с открытым рабочим полем, которая позволяла бы получать основные геометрические размеры магнитопровода и намагничивающей обмотки, а также значения ее электрических параметров с наименьшими ресурсными и временными затратами.

В качестве основного расчетного метода при математическом моделировании (рис. 3) был использован метод пространственных интегральных уравнений (ПриУ), как такой, который не требует никаких дополнительных краевых условий и базируется лишь на общем интегральном выражении напряженности поля через намагниченность деталей магнитной системы [3].

$$\vec{H} = \frac{1}{4\pi} \left[\int_V \frac{(\nabla \vec{M}) \vec{r}_{QM}}{r_{QM}^3} dV - \int_S \frac{(\vec{n} \vec{M}) \vec{r}_{QM}}{r_{QM}^3} dS \right] + \frac{1}{4\pi} \int_{V_p} \frac{(\vec{J}) \vec{r}_{QP}}{r_{QP}^3} dV_p \quad (1)$$

где \vec{H} – напряженность магнитного поля в точке наблюдения; \vec{r}_{QM} – радиус-вектор, соединяющий точку наблюдения Q с текущей точкой интегрирования по стали магнитопровода M ; \vec{r}_{QM} – радиус-вектор, соединяющий точку наблюдения Q с текущей точкой интегрирования по катушке намагничивания P ; V, S – соответственно объем и поверхность всех ферромагнитных элементов магнитной системы; V_p – объем катушки намагничивания; \vec{J} – вектор тока катушки намагничивания; \vec{n} – внешняя нормаль к поверхности S в точке интегрирования (рис. 3).

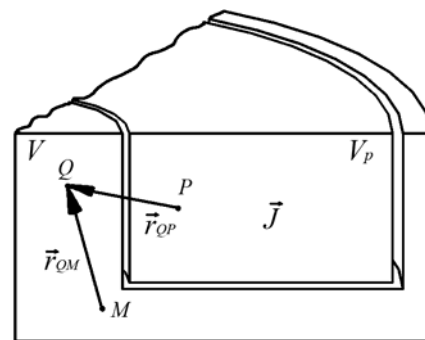


Рис. 3. Математическая модель магнитной системы

Решение данного интегрального уравнения получают приближенными численными методами. Для этого область интегрирования разбивают на конечное число элементов и заменяют интеграл его приближенным значением в виде конечной суммы. Тем самым интегральное уравнение сводится к системе нелинейных алгебраических уравнений. Решая полученную систему, находят распределение намагниченности элементов, после чего вычисляют напряженность магнитного поля в требуемых точках.

В качестве инструментария для построения трехмерной (3D) модели магнитной системы извлекающего электромагнита, из всего разнообразия систем реализующих метод пространственных интегральных уравнений, использовался модуль Radia® (European Synchrotron Radiation Facility), интегрируемый в систему Mathematica® компании Wolfram Research. Такой выбор обосновывается тем фактом, что модуль Radia® оптимизирован для трехмерных (3D) магнитоэлектростатических расчетов больших электромагнитов с открытыми магнитными полями [4] и позволяет получать для данного класса задач более точные результаты за меньшее время при использовании аналогичных расчетных ресурсов.

Порядок работы с модулем Radia®, аналогичен порядку работы в большинстве систем, реализующих методы конечных и граничных элементов, и состоит из следующих этапов: построение моделей конструктивных элементов магнитопровода и намагничивающей катушки, задание свойств областей модели, расчет и вывод результатов расчета [4].

Разработка дискретной математической модели магнитопровода в модуле Radia® заключается в правильном разбиении его на отдельные геометрические части и составлении для каждой из них математического описания. В свою очередь каждая такая часть строится из набора отдельных элементов, представляющих собой, как правило, треугольные или четырехугольные призмы. Для построения математического описания геометрии магнитопровода используются функции из группы "Field Sources" модуля Radia®.

Исходя из конструкции магнитопровода его целесообразно разбить, при моделировании, на: сердечник, ярмо и полюс. В свою очередь для повышения точности расчета ярмо разбивалось на три части (рис. 4). При этом для частей 1 и 3 ярма, с учетом переменного направления потока в них, применялась эллиптическая разбивка на элементы (согласно направлению потока).

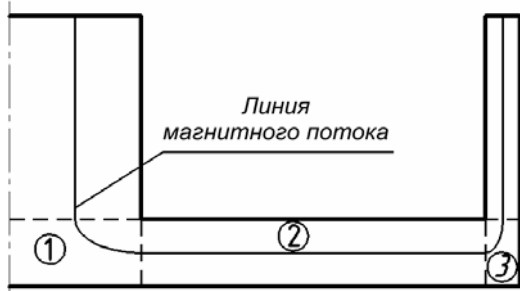


Рис. 4. Разбивка ярма на участки

Магнитные свойства материала магнитопровода задавались таблично в виде нелинейной зависимости

$B = f(H) - H = \mu_0 \cdot 102B(9.95 + B^8)$ [5], соответствующей кривой намагничивания литейной стали 15Л, из которой выполнен магнитопровод (группа функций "Magnetic Materials" модуля Radia®).

После построения математического описания всех геометрических частей магнитопровода они были объединены в единый расчетный контейнер (рис. 5).

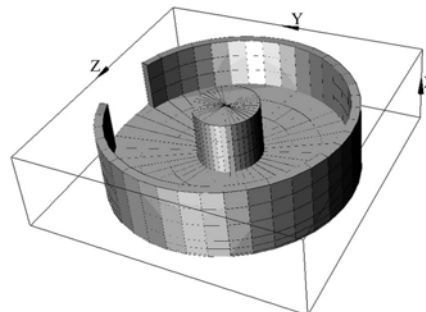


Рис. 5. Модель магнитопровода с сегментарным вырезом кольцевого полюса

Модель катушки намагничивания строится аналогично, путем задания ее геометрических размеров при помощи специальной функции из группы "Field Sources". В качестве свойств катушки намагничивания задавались магнитная проницаемость материала катушки и объемная плотность тока (соответствующая магнитодвижущей силе катушки в 9000 А).

Полное трехмерное (3D) представление построенной дискретной математической модели цилиндрического извлекающего электромагнита с открытой рабочей зоной показано на рис. 6.

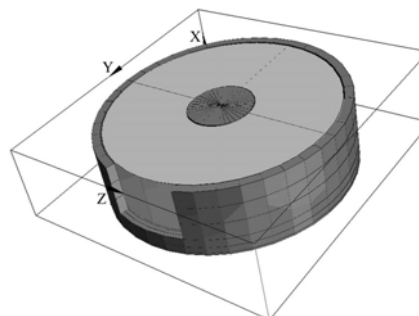


Рис. 6. Дискретная математическая модель цилиндрического извлекающего электромагнита

Расчет в модуле Radia® построенной дискретной математической модели магнитной системы не представляет сложности и выполняется функциями расчета поля "Field Computation". Параметрами функций этой группы являются параметры, ограничивающие время расчета (максимальное число итераций) и определяющие точность σ расчета. Если за принятое число итераций заданная точность расчета не достигалась, расчет прекращался, а его результаты считались недостоверными. Для расчета принимались следующие значения этих параметров: число итераций $N = 1000$, точность расчета $\sigma = 0.000001$.

Расчет интегральных показателей проводился над характерными точками, расположенными на осевом сечении магнитной системы, изображенными на рис. 7 на расстоянии от поверхности магнитной системы $L = 5 - 90$ мм с дискретностью 5 мм.

Магнитная индукция в рабочей зоне магнитной системы, рассчитанная в модуле Radia®

№ т-ки	1		2		2*		3		3*		4		4*	
	Индукция, мТл B_E / B_C	$\Delta, \%$	Индукция, мТл B_E / B_C	$\Delta, \%$	Индукция, мТл B_E / B_C	$\Delta, \%$	Индукция, мТл B_E / B_C	$\Delta, \%$	Индукция, мТл B_E / B_C	$\Delta, \%$	Индукция, мТл B_E / B_C	$\Delta, \%$	Индукция, мТл B_E / B_C	$\Delta, \%$
5	197/199,6	-1,3	300/298,4	0,5	305/308,5	-1,1	77/81,7	-5,8	85/90	-5,6	27/28,9	-6,6	57/62,5	-8,8
10	182/185,3	-1,8	200/203,4	-1,7	218/205	6,3	73/77,7	-6	80/82,2	-2,7	25/27	-7,4	43/45,8	-6,1
15	171/172,6	-0,9	170/165,3	2,8	178/166,5	6,9	67/71	-5,6	75/74,8	0,3	24/25,2	-4,8	34/37	-8,1
20	152/153,6	-1	140/138,2	1,3	147/139,2	5,6	61/64,6	-5,6	69/67,8	1,8	22/23,6	-6,8	28/30,5	-8,2
25	134/134,2	-0,1	118/117,4	0,5	120/118,2	1,5	56/58,7	-4,6	62/61,2	1,3	21/22,1	-5	25/26,2	-4,6
30	117/116,4	0,5	100/100,8	-0,8	102/101,5	0,5	50/53,1	-5,8	56/55,1	1,6	20/20,6	-2,9	22/23,2	-5,2
35	101/100,8	0,2	88/87,3	0,8	88/87,8	0,2	45/48,1	-6,4	50/49,5	1	19/19,3	-1,6	19/20,8	-8,7
40	87/87,4	-0,5	75/76	-1,3	76/76,4	-0,5	41/43,4	-5,5	45/44,5	1,1	17/18	-5,6	18/18,9	-4,8
45	75/75,9	-1,2	65/66,5	-2,3	66/66,7	-1	36/39,2	-8,2	40/40	0	16/16,8	-4,8	16/17,3	-7,5
50	66/66,3	-0,5	57/58,4	-2,4	57/58,6	-2,7	33/35,5	-7	35/36	-2,8	15/15,7	-4,5	15/15,9	-5,7
55	55/58	-5,2	48/51,5	-6,8	51/51,6	-1,2	30/32,1	-6,5	32/32,4	-1,2	14/14,7	-4,8	14/14,7	-4,8
60	50/51	-2	43/45,5	-5,5	45/45,6	-1,3	27/29,1	-7,2	28/29,3	-4,4	12,5/13,7	-8,8	13/13,6	-4,4
65	44/44,9	-2	38/40,4	-5,9	39/40,5	-3,7	24/26,4	-9,1	25/26,5	-5,7	12/12,8	-6,3	12/12,7	-5,5
70	38/39,8	-4,5	33/35,9	-8,1	35/36	-2,8	22/23,9	-7,9	23/24	-4,2	11/12	-8,3	11/11,8	-6,8
75	34/35,3	-3,7	30/32,1	-6,5	30/32,1	-6,5	20/21,8	-8,3	20/21,8	-8,3	11/11,2	-1,8	10/11	-9,1
80	30/31,4	-4,5	27/28,7	-5,9	28/28,7	-2,4	18/19,8	-9,1	18/19,8	-9,1	10/10,5	-4,8	10/10,3	-2,9
85	27/28,1	-3,9	24/25,8	-7	24/25,7	-6,6	17/18,1	-6,1	17/18	-5,6	9/9,8	-8,2	9/9,6	-6,3
90	24/25,1	-4,4	21/23,2	-9,5	22/23,2	-5,2	15/16,5	-9,1	15/16,4	-8,5	9/9,2	-2,2	8,5/9	-5,6

Примечание: Ввиду ограничения объема публикации, данные для точек 5L и 5R не приведены. Максимальная погрешность во всем диапазоне варирования глубины извлечения для этих точек не превышает 9,7%.

Точки 3 и 3* расположены на окружности диаметром $d_3 = D_c + d_0$, точки 4 и 4* – на окружности $d_4 = D_p + H_p$.

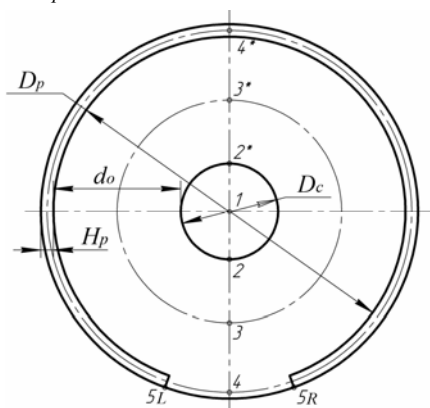


Рис. 7. Расположение характерных точек: D_c – диаметр сердечника, H_p – толщина полюса, D_p – внутренний диаметр полюса, d_0 – расстояние между сердечником и полюсом

Результаты расчета рассмотренной дискретной модели при помощи модуля Radia® в таблице, приведенной на предыдущей странице. Из представленных результатов видно, что, как и предполагалось, вырез во внешнем кольцевом полюсе существенно снижает напряженность магнитного поля в зоне передачи извлеченной фракции от извлекающего электромагнита к разгрузочному шкиву (точка 4).

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА

Для проверки адекватности построенной дискретной математической модели цилиндрического извлекающего электромагнита с сегментарным вырезом бокового кольцевого полюса и открытой рабочей зоной были проведены экспериментальные исследования на физической модели электромагнита. Для экспериментальных исследований была разработана и изготовлена физическая модель в масштабе линейных размеров 1:5. Детали магнитопровода модели изготавливались из магнитомягкой отожженной стали, близкой по магнитным свойствам литейной стали 15Л, используемой при промышленном изготовлении магнитопроводов сепараторов. Поверхности взаимного прилегания сердечника, ярма и кольцевого полюса выполнялись с высокой степенью точности и чистоты поверхности для обеспечения минимальных зазоров между элементами магнитопровода.

Намагничивающая катушка физической модели изготавливалась без каркаса из провода марки ПЭВ–2 и изолировалась киперной лентой с пропиткой лаком и последующим запеканием. Для обеспечения необходимых намагничивающих сил во всех режимах магнитной нагрузки сепаратора, катушка выполнялась сплошной до заполнения межполюсного окна (аналогично расчетной математической модели).

Питание катушки физической модели осуществлялось от реостатного выпрямителя из комплекса измерительной баллистической установки БУ–3 с контролем намагничивающего тока по амперметру типа М1104 класса точности 0,2.

Индукция магнитного поля в рабочей зоне измерялась теслаамперметром Ф4354/1 (класс точности 0,5)

со щупом с поперечным сечением $4 \times 0,8$ мм. Измерения проводились для тех же точек (рис. 7), для которых был проведен расчет магнитного поля, и при токе, обеспечивающем МДС катушки намагничивания 9000А.

Результаты эксперимента приведены в таблице.

Оценка точности вычислений определялась путем сравнения результатов, полученных экспериментальным путем, с результатами, полученными при вычислении в модуле Radia®. Погрешность определялась по формуле

$$\Delta = \frac{B_E - B_C}{B_E} \cdot 100\%, \quad (2)$$

где B_E – значение индукции магнитного поля, полученное экспериментальным путем, B_C – значение индукции магнитного поля, полученное в результате расчета. Результаты вычислений погрешностей расчета также приведены в таблице.

ВЫВОДЫ

1. Разработанный подвесной электромагнитный сепаратор при его применении в комплексах по переработке металлургических шлаков позволит повысить степень очистки минеральной составляющей от металлических включений, что повысит качество изготавливаемых из нее строительных материалов, а также увеличит выход годного металла.

2. Как показали результаты расчетов с использованием модуля Radia®, получаемая относительная погрешность не превышает 10 %, что является достаточным для проектирования и поиска рациональных размеров новых магнитных систем. Таким образом, модуль Radia® является приемлемым для выполнения трехмерных (3D) расчетов подобных магнитных систем и его применение позволяет существенно сократить необходимые ресурсы и время на проектирование новых достаточно сложных магнитных систем, а также сравнительно просто проводить их оптимизацию.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Брызгунов К.А., Гаврилова О.Н. Металлургические шлаки Донбасса. – Донецк: Донбасс, 1989. – 80 с.
- [2] Загірняк М.В., Власов В.М., Кузнецов М.І., Подорожний С.В. Деклараційний патент на корисну модель "Пристрій підвісного електромагнітного залізодокремлювача".
- [3] K.J. Binns, P.J. Lawrenson, C.W. Trowbridge, The Analytical and Numerical Solution of Electric and Magnetic Fields, John Wiley & Sons Publishers, 1992, ISBN 0-471-92460-1, 486 p.
- [4] Radia documentation Reference Guides and samples. <http://www.esrf.eu/Accelerators/Groups/InsertionDevices/Software/Radia/Documentation>
- [5] Загірняк М.В. Дослідження, розрахунк та удосконалення шківних магнітних сепараторів: Монографія. – К.: ІЗМН, 1996. – 488 с.

Поступила 22.05.2007

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

Звершується публікація перекладів частини 441 МЕС - Switchgear, controlgear and fuses (Комутаційна апаратура, апаратура керування та запобіжники). Пропонується переклад останнього розділу цієї частини, а саме розділу 441-18 – "Fuses (Запобіжники)".

Завершається публікація перекладів частини 441 МЭС - Switchgear, controlgear and fuses (Коммутационная апаратура, апаратура управління та предохранители). Предлагается перевод на украинский язык последнего раздела этой части, а именно раздела 441-18 – "Fuses (Предохранители)".

(продовження, початок у №№ 2, 3, 4, 5)

Частина 441 Міжнародного електротехнічного словника вийшла в світ у 1984 році як публікація IEC 50-441. З 1 січня 1997 року до номерів публікацій МЕК стали додавати 60000, отже відтоді ця частина отримала позначення IEC 60050-441. З моменту виходу у світ жодних змін до цієї частини не вносилося аж до 2000 року, коли було внесено доповнення до розділу 441-18 – до 34 понять було додано ще п'ять. Цікаво, що власне до запобіжників стосуються лише три з них: 441-18-37 "virtual time (of a fuse-link)", 441-18-38 "power dissipation (in a fuse-link)" та 441-18-39 "acceptable power dissipation (of a fuse-base or a fuse-holder)", а поняття 441-18-35 "rated value" та 441-18-36 "rating" мають загальний характер, адже вони стосуються практично будь-яких електротехнічних виробів і потрапили вони до частини 441 з іншої частини Словника – 151 "Electrical and magnetic devices", щоправда, одна з яких, а саме 441-18-35 у дещо зміненому (модифікованому) вигляді [IEV 151-04-03 MOD]¹.

Є вагомий підстави вважати, що доповнення частини 441 цими двома поняттями зроблено, виходячи з того, що Міжнародний електротехнічний словник є "орієнтованим на стандартизацію", тобто він призначений для допомоги не тільки користувачам для розуміння ними смислу тих чи інших понять, а, у першу чергу, для допомоги розробникам стандартів, які мають вводити поняття Словника у технічне обертання шляхом впровадження їх у стандарти. Враховуючи цю обставину, вважаємо, що є сенс приділити зазначеним поняттям особливу увагу.

Розпочнімо з терміну "rated value", що, як ми вже зазначали, прийшов з частини 151 (151-16-08). Якщо зазирнути у частину 151², то побачимо, що поруч з поняттям "rated value" розташовано поняття "nominal value" (151-16-09). Якщо "nominal value" перекласти як "номінальне значення" (які проти цього можуть бути

заперечення?), то що ж таке "rated value"? Для того, щоб коректно перекласти цей термін, враховуючи міжнародну сформованість його розуміння, зіставимо ці визначення (так, як вони наведені у частині 151).

Nominal value	value of a quantity used	<i>to designate and identify</i>	a component, device, equipment, or system
Rated value	value of a quantity used	<i>for specification purposes, established for a specified set of operating conditions of</i>	a component, device, equipment, or system

До визначення поняття, позначеного терміном "nominal value", у частині 151 додається така примітка: "NOTE – The nominal value is generally a rounded value" (Номінальне значення є, зазвичай, округленим). При визначенні терміну "rated value" у частині 151 примітки не додаються. Як бачимо, початки та кінцівки цих визначень є однаковими, а різними у них є лише середні частини (у таблиці виділено жирним курсивом). Отже, номінальне значення ("nominal value") це кількісне значення, що застосовується **для позначення та ідентифікації** компоненти, пристрою, обладнання або системи, а "rated value" це кількісне значення, що застосовується **для конкретних цілей, встановлюваних для обумовленої сукупності умов роботи** компоненти, пристрою, обладнання або системи.

У частині 441 визначення поняття "rated value" було дещо уточнено: "A quantity value assigned, generally by the manufacturer, for a specified operating condition of a component, device or equipment", отже було підкреслено, що це значення встановлює виробник, а також вилучено поширення цього поняття на системи, тому що поняття системи (наприклад, система електропостачання, електрична мережа тощо) не має прямого відношення до комутаційних апаратів та запобіжників. Натомість, до визначення було додано примітку: "Examples of rated values usually stated for fuses: voltage, current, breaking capacity" (Прикладами, "rated value", що встановлюються для запобіжників є відповідні значення напруги, струму, здатності до відмикання).

Аналіз зарубіжної нормативної (стандарти МЕК) та технічної (каталоги, проспекти фірм) літератури свідчить, що термін "nominal value" застосовується

¹ Доповнення до частини 441 було зроблено у 2000 році, а через рік була оновлена частина 151 і поняття, якому відповідає термін "rated value", отримало номер 151-16-08. Звертаємо також увагу, що для зазначених додаткових понять частини 441, яка опублікована трьома офіційними мовами МЕК (французькою, англійською та російською), не було зроблено перекладу на російську мову.

² Частина 151 не має офіційного російського перекладу.

вкрай рідко і лише до тих величин, які не залежать від умов застосування апаратури, наприклад "Nominal voltage of the supply system" (номінальна напруга системи живлення), "Nominal voltage (of an electrical installation)" (номінальна напруга електроустановки), "Nominal frequency" (номінальна частота у контексті системи живлення), "Nominal cross-section" (номінальний поперечний перетин – стосовно провідників та кабелів), "Nominal diameter of thread" (номінальний діаметр різьблення), "Nominal sheet thickness" (номінальна товщина листа або стрічки – з яких роблять плавкі елементи запобіжників).

Натомість, для величин, які визначаються у відповідності до умов та режимів роботи апаратури, позначення "nominal" у зазначених джерелах ніколи (!) не застосовується, а для цих величин вживається позначення "rated". У російськомовних джерелах (стандарти Російської Федерації – ГОСТ Р, каталоги фірм і "nominal", і "rated" перекладаються, як "номинальный". По науковому (наука про термінологію³) такий стан називається "полісемією" (взаємозв'язок між поняттями та визначеннями у якому одне позначення застосовується для двох або декількох понять, що мають схожі характеристики) або "омонімією" (взаємозв'язок між поняттями та визначеннями у якому одне позначення застосовується для двох або декількох понять, не пов'язаних між собою).

Згідно з директивами ІСО/МЕК у галузі термінології (як науки) фахова термінологія (як сукупність понять у певній галузі) має забезпечувати однозначність взаємозалежності між позначенням (терміном) та відповідним поняттям (такий стан називають моносемією) і, по можливості, уникати полісемії та омонімії, а якщо уникнути цього у якихось випадках неможливо, то цей факт має бути відповідним чином позначений. Нажаль, російськомовна термінологія грішить численними прикладами омонімії та полісемії. На деякі приклади з цього приводу автор вже звертав увагу читача у попередніх публікаціях (ЕІЕ'2007'3). Наприклад, коли термін "выключатель" застосовується до близьких, але все ж таки різних понять, які у Словнику позначаються термінами "switch" та "circuit-breaker", то це може розглядатися як приклад полісемії. А коли термін "заземлитель" застосовується до таких зовсім різних понять, які у Словнику позначаються термінами "earthing conductor" (провідники, що розташовані у землі для забезпечення заземлення) та "earthing switch" (перемикач, який забезпечує приєднання знеструмлених струмопровідних частин до "заземлителя" в смислі "earthing conductor"), то це типовий приклад омонімії. І таких прикладів можна навести чимало.

Ситуація з позначеннями "nominal" та "rated" дає підстави казати про існування прихованої полісемії

³ Автор не вважає себе фахівцем у галузі термінології (як науки), але, як і будь-який досвідчений науково-педагогічний працівник, не може не стикатися з проблемами цієї науки, і глибоко усвідомлює, що, стикаючись з термінологічними проблемами, треба користуватися авторитетними джерелами у цій галузі, до яких, безумовно відносяться Директиви ІСО/МЕК (ISO/IEC Directives. Supplement – Procedures specific to IEC. First edition, 2001) та стандарти ІСО з термінології (ISO 704, ISO 1087-1:2000).

(або омонімії). Те, що ці позначення є різними, у читача не повинно викликати сумнівів (звісно, якщо він погоджується з наведеною вище аргументацією), але у російськомовній термінології існування цих двох, різних за своєю сутністю, термінів ігнорується: частину 151 Словника, де відмінність цих понять роз'яснюється, російською мовою не перекладено, а в усіх (!) російських стандартах і позначення "rated", і позначення "nominal" перекладаються як "номинальный". Щоб не акцентувати увагу на існування цих різних позначень, упорядники стандарту ГОСТ Р 50030-1 переклали термін у п.2.5.3 як "номинальное значение" (в оригіналі – IEC 60947-1 – "rated value"), а термін у п.2.5.1 як "паспортное значение" (в оригіналі – IEC 60947-1 – "nominal value"). Оскільки у російських стандартах терміни мовою оригіналу не наводяться, то полісемія (або омонімія) у цьому випадку виявилася прихованою.

Нам здається, що, формуючи новітню україномовну електротехнічну термінологію, не слід ігнорувати або приховувати існування зазначеної вище колізії, а знайти адекватні терміни, що відповідають англійським оригіналам "nominal value" та "rated value"⁴. Для терміну "nominal value" важко знайти інший переклад, аніж "номинальное значение". А от для терміну "rated value" треба винайти відповідний неологізм. Який? Тут нам на допомогу може прийти перша офіційна мова МЕК – французька, адже "rated value" по-французьки – це "valeur assignée", а слово "assignée", зазвичай, перекладається як "призначений". В українській мові є чудовий прикметник – *номінативний* тобто такий, що називає, позначає предмети, явища, дії, якості. Отже, цілком адекватним перекладом для "rated value" може бути "номінативне значення". Звісно, це лише пропозиція, яка потребує зацікавленого фахового обговорення.

Перед тим, як перейти до перекладу термінів та визначень, наведемо аргументи щодо можливого перекладу терміну "rating" та відповідного визначення.

У вже згадуваному російському стандарті ГОСТ Р 50030-1 цей термін перекладено (п.2.5.4) як "номинальный параметр". До терміна додається визначення: "система номинальных значений и рабочих условий". Не треба бути фахівцем, щоб побачити невідповідність терміна визначенню, хіба параметр (однина) може бути системою (яка не може не бути сукупністю чогось)? В оригіналі поняття 441-18-36 виглядає таким чином: "Rating – the set of rated values and operating conditions". Якщо для терміну "rated value" прийняти переклад "номінативне значення", то термін "rating" та відповідне визначення можна перекласти таким чином: "Номінативні (або технічні) дані – Сукупність номінативних значень та умов роботи".

На наступних сторінках наведено неофіційний переклад розділу 18 частини 441 Міжнародного електротехнічного словника, у якому враховані результати наведеного вище обговорення. Чекаємо пропозицій і зацікавленої критики.

⁴ Цікаво, що розуміння необхідності введення у технічне обертання цих двох позначень в МЕК визріло не так вже й давно. Принаймні, у другому виданні Словника, датованому 1957 роком (відповідне російськомовне видання вийшло у світ у 1963 році) позначення "rated" і "nominal" навіть не згадуються.

<p style="text-align: center;">INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL VOCABULARY Chapter 441 SWITCHGEAR, CONTROLGEAR AND FUSES</p>	<p style="text-align: center;">МІЖНАРОДНИЙ ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИЙ СЛОВНИК Частина 441 КОМУТАЦІЙНА АПАРАТУРА, АПАРАТУРА КЕРУВАННЯ ТА ЗАПОБІЖНИКИ</p>
441-18 FUSES	441-18 ЗАПОБІЖНИКИ
<p>441-18-01 Fuse A device that by the fusing of one or more of its specially designed and proportioned components, opens the circuit in which it is inserted by breaking the current when this exceeds a given value for a sufficient time. The fuse comprises all the parts that form the complete device.</p>	<p>441-18-01 Запобіжник Апарат, який шляхом розплавлення одного або декількох спеціально спроектованих деталей розмикає коло, у якому він встановлений, відключаючи струм, коли той перевищує задане значення, впродовж обумовленого часу. Запобіжник містить усі частини, що створюють єдиний пристрій.</p>
<p>441-18-02 Fuse-base; Fuse-mount The fixed part of a fuse provided with contacts and terminals.</p>	<p>441-18-02 Основа запобіжника Незмінна частина запобіжника з контактами та виводами.</p>
<p>441-18-03 [04] [05] Fuse-base [fuse-link] [fuse-carrier] contact The contact piece of a fuse-base, [fuse-link], [fuse-carrier] designed to engage with a corresponding part of the fuse.</p>	<p>441-18-03 [04] [05] Контакт основи [вставки] [утримувача] запобіжника Контактна частина основи [вставки] [утримувача], що призначена для з'єднання з відповідною частиною запобіжника.</p>
<p>441-18-06 Isolating distance (for a fuse) The shortest distance between the fuse-base contacts or any conductive parts connected thereto, measured on a fuse with the fuse-link or fuse-carrier removed.</p>	<p>441-18-06 Ізоляційний проміжок запобіжника Найменша відстань між контактами основи запобіжника або будь-якими з'єднаними з ними струмопровідними частинами, якщо зняти вставку або утримувач.</p>
<p>441-18-07 Drop-out fuse A fuse in which the fuse-carrier automatically drops into a position providing an isolating distance after the fuse has operated.</p>	<p>441-18-07 Відкидний запобіжник Запобіжник, у якого утримувач автоматично відкидається у положення, що забезпечує ізоляційний проміжок після спрацювання запобіжника.</p>
<p>441-18-08 Fuse-element A part of the fuse-link designed to melt under the action of current exceeding some definite value for a definite period of time.</p>	<p>441-18-08 Плавкий елемент Частина вставки, що призначена для розплавленні під дією струму, який перевищує деяке визначене значення впродовж визначеного часу.</p>
<p>441-18-09 Fuse-link The part of a fuse (including the fuse-element(s)) intended to be replaced after the fuse has operated.</p>	<p>441-18-09 Вставка Частина запобіжника, яка містить плавкий елемент (плавкі елементи), що підлягає заміні після спрацювання запобіжника.</p>
<p>441-18-10 Current-limiting fuse-link A fuse-link that, during and by its operation in a specified current range, limits the current to a substantially lower value than the peak value of the prospective current.</p>	<p>441-18-10 Струмообмежувальна вставка Вставка, спрацювання якої у визначеному діапазоні струму обмежує струм до суттєво меншого значення, ніж пікове значення очікуваного струму.</p>
<p>441-18-11 Expulsion fuse A fuse in which operation is accomplished by expulsion of gases produced by the arc.</p>	<p>441-18-11 Вихлопний запобіжник Запобіжник, у якому спрацювання відбувається завдяки вихлопу газів, що виникають під дією дуги.</p>
<p>441-18-12 Enclosed fuse-link A fuse-link in which the fuse-element(s) is (are) totally enclosed, so that during operation within its rating it cannot produce any harmful external effects e.g. due to development of an arc, the release of gas or the ejection of flame or metallic particles.</p>	<p>441-18-12 Закрита вставка Вставка, у якій плавкий елемент (елементи) є повністю закритим таким чином, що під час спрацювання у межах її технічних даних вона не викликає будь-яких шкідливих зовнішніх наслідків, наприклад викидання дуги, газів чи полум'я або розбризкування металевих частинок.</p>
<p>441-18-13 Fuse-carrier The movable part of a fuse designed to carry a fuse-link.</p>	<p>441-18-13 Утримувач вставки Змінна частина запобіжника, призначена для утримування вставки.</p>
<p>441-18-14 Fuse-holder The combination of a fuse-base with its fuse-carrier.</p>	<p>441-18-14 Утримувач запобіжника Поєднання основи запобіжника з утримувачем вставки.</p>
<p>441-18-15 Refill-unit A set of replacement parts intended to restore a fuse-link to its original condition after an operation.</p>	<p>441-18-15 Запасні частини Комплект замінованих частин, призначених для відновлення вставки, що спрацювала до її первинного стану.</p>
<p>441-18-16 Renewable fuse-link A fuse-link that, after operation, may be restored for service by a refill-unit.</p>	<p>441-18-16 Відновлювана вставка Вставка, яку після спрацювання можна відновити для подальшого застосування за допомогою запасних частин.</p>
<p>441-18-17 Indicating device; Indicator A part of a fuse provided to indicate whether the fuse has operated.</p>	<p>441-18-17 Показчик спрацювання; Індикатор Частина запобіжника, що призначена для позначення спрацювання запобіжника.</p>
<p>441-18-18 Striker A mechanical device forming part of a fuse-link which, when the fuse operates, releases the energy required to cause operation of other apparatus or indicators or to provide interlocking.</p>	<p>441-18-18 Ударник; Бійчик Механічний пристрій, що є частиною вставки, який при спрацюванні запобіжника вивільняє енергію, необхідну для спрацювання іншого апарату чи індикаторів або для забезпечення блокування</p>

<p>441-18-19 Striker fuse A fuse provided with a striker.</p>	<p>441-18-19 Запобіжник з ударником Запобіжник, оснащений ударником.</p>
<p>441-18-20 Indicating fuse A fuse provided with an indicator.</p>	<p>441-18-20 Запобіжник з індикатором Запобіжник, оснащений покажчиком спрацьовування.</p>
<p>441-18-21 Pre-arcing time; melting time The interval of time between the beginning of a current large enough to cause a break in the fuse-element(s) and the instant when an arc is initiated.</p>	<p>441-18-21 Переддуговий час; Час плавлення Інтервал часу між появою струму, який є достатнім для того, щоб зруйнувати плавкий елемент (елементи), та моментом виникнення дуги.</p>
<p>441-18-22 Operating time; Total clearing time The sum of the pre-arcing time and the arcing time.</p>	<p>441-18-22 Час спрацьовування; Повний час відключення Сума перед дугового часу та часу дуги.</p>
<p>441-18-23 I^2t; Joule integral The integral of the square of the current over a given time interval: $I^2t = \int_{t_0}^{t_1} i^2 \cdot dt$ Notes 1. – The pre-arcing I^2t is the I^2t integral extended over the pre-arcing time of the fuse. 2. – The operating I^2t is the I^2t integral extended over the operating time of the fuse. 3. – The energy in joules liberated in one ohm of resistance in a circuit protected by a fuse is equal to the value of the operating I^2t expressed in $A^2 \cdot s$.</p>	<p>441-18-23 I^2t; Інтеграл Джоуля Інтеграл від квадрату струму у заданому інтервалі часу: $I^2t = \int_{t_0}^{t_1} i^2 \cdot dt$ Примітки 1. – Переддуговий інтеграл I^2t це інтеграл Джоуля у межах переддугового часу запобіжника. 2. – I^2t відключення це інтеграл Джоуля у межах часу спрацьовування запобіжника. 3. – Енергія у джоулях, що виділяється у колі з опором 1 Ом, яке захищене запобіжником, дорівнює значенню I^2t спрацьовування, вираженому у $A^2 \cdot s$.</p>
<p>441-18-24 I^2t characteristic The value of I^2t under prescribed conditions as a function of prospective current and/or voltage. Note. — The I^2t characteristics generally stated relate to pre-arcing or operating periods. The voltage which exists across the terminals of a pole of a switching device just before the making of the current.</p>	<p>441-18-24 Характеристика I^2t Значення I^2t у визначених умовах у залежності від очікуваного струму та / або напруги. Примітка – Характеристики I^2t, зазвичай відносять до переддугового часу або часу спрацьовування. Під напругою розуміють напругу, що існує між виводами полюсу комутаційного апарату перед включенням струму.</p>
<p>441-18-25 Time-current zone A zone between the pre-arcing and the operating time-current characteristics determined under prescribed conditions of fuse.</p>	<p>441-18-25 Часо-струмова зона Зона між часо-струмовими характеристиками переддугового часу та часу спрацьовування, що визначаються у приписаних умовах.</p>
<p>441-18-26 Time-current zone limits Specified limitations for the time-current co-ordinates of the time-current zones for standardized fuses. Note. – These limits take into account both manufacturer's tolerances and design deviation between manufacturers. They do not take into account the influence of environmental conditions.</p>	<p>441-18-26 Межі часо-струмової зони Визначені межі часо-струмових зон для типових запобіжників. Примітка – Ці межі мають враховувати як технологічні відхилення, так і відхилення у конструкціях різних виробників. Вони не беруть до уваги вплив умов оточення.</p>
<p>441-18-27 Conventional non-fusing current A value of current specified as that which the fuse-link is capable of carrying for a specified time (conventional time) without melting.</p>	<p>441-18-27 Умовний струм нерозплавлення Значення струму, що визначене як таке, яке вставка здатна пропускати впродовж визначеного часу (умовний час), без розплавлення.</p>
<p>441-18-28 Conventional fusing current A value of current specified as that which causes operation of the fuse-link within a specified time (conventional time).</p>	<p>441-18-28 Умовний струм розплавлення Значення струму, що визначене як таке, що викликає спрацьовування вставки у межах визначеного часу (умовний час).</p>
<p>441-18-29 Minimum breaking current A minimum value of prospective current that a fuse-link is capable of breaking at a stated voltage under prescribed conditions of use and behaviour.</p>	<p>441-18-29 Найменший струм відключення Найменше значення очікуваного струму, яке вставка здатна відключити при заданій напрузі та приписаних умовах застосування та режимах.</p>
<p>441-18-30 Arc voltage (of a fuse) The instantaneous value of voltage which appears across the terminals of a fuse during the arcing time.</p>	<p>441-18-30 Напруга дуги (запобіжника) Миттєве значення напруги, що з'являється на виводах запобіжника під час горіння дуги.</p>
<p>441-18-31 Switching voltage The maximum instantaneous value of voltage which appears across the terminals of a fuse during its operation. Note. – The switching voltage may be the arc voltage or may occur during the time of transient recovery voltage.</p>	<p>441-18-31 Комутаційна напруга Максимальне миттєве значення напруги, що виникає між виводами запобіжника під час його спрацьовування. Примітка – Комутаційна напруга може бути напругою дуги або може виникати під час перехідного процесу поновлення напруги.</p>
<p>441-18-32 Overload characteristics (of a fuse) Combinations of time and current (in excess of rated current) that a fuse can withstand repeatedly under prescribed conditions of use and behaviour.</p>	<p>441-18-32 Параметри перевантаження (запобіжника) Поєднання часу та струму (понад нормований струм), які запобіжник може витримувати багаторазово при приписаних умовах застосування та режимах.</p>
<p>441-18-33 Non-interchangeability Limitations on shape and/or dimensions with the object of avoiding in a specific fuse-base the inadvertent use of fuse-links having electrical properties other than those ensuring the desired degree of protection.</p>	<p>441-18-33 Невзаємозамінність Обмеження форми та / або розмірів з метою запобігання випадкового встановлення у конкретну основу запобіжника вставки, що має електричні властивості, які відрізняються від тих, що гарантують бажаний ступінь захисту.</p>

<p>441-18-34 Homogeneous series (of fuse-links) A series of fuse-links, deviating from each other only in such characteristics that, for a given test, the testing of one or a reduced number of particular fuse-link(s) of that series may be taken as representative for all the fuse-links of the homogeneous series. <i>Note.</i> – The relevant publications specify the characteristics by which the fuse-links of a homogeneous series may deviate, the particular fuse-links to be tested and the specific test concerned.</p>	<p>441-18-34 Однорідна серія (вставок) Серія вставок, що відрізняються одна від одної тільки такими параметрами, що, для конкретного випробування, результати випробувань на одному зразку або на скороченій кількості окремих вставок даної серії можуть бути визнані як репрезентативні для усіх вставок даної серії. <i>Примітка.</i> – Відповідні публікації встановлюють ознаки, за якими вставки однорідних серій можуть відрізнятися, за якими окремі вставки мають випробуватися та пов'язані з цим особливості випробувань.</p>
<p>441-18-35 Rated value A quantity value assigned, generally by the manufacturer, for a specified operating condition of a component, device or equipment [IEV 151-04-03 MOD] <i>Note.</i> – Examples of rated values usually stated for fuses: voltage, current, breaking capacity.</p>	<p>441-18-35 Номінаційне значення Кількісне значення, що призначає, зазвичай, виробник, для визначення умов роботи обладнання, пристрою (апарату) або частини [МЕС 151-04-03, уточнене]. <i>Примітка</i> – Прикладами нормованих значень, що встановлюються для запобіжників є відповідні значення напруги, струму, здатності до відмикання.</p>
<p>441-18-36 Rating The set of rated values and operating conditions [IEV 151-04-04].</p>	<p>441-18-36 Номінаційні дані Сукупність номінаційних значень та умов роботи [МЕС 151-04-04].</p>
<p>441-18-37 Virtual time (of a fuse-link) Value I^2t divided by the square of the value of the prospective electric current. <i>Note</i> – The values of virtual times usually stated for a fuse-link are the values of pre-arcing time and of operating time.</p>	<p>441-18-37 Віртуальний час (вставки) Значення I^2t, поділене на квадрат значення очікуваного струму. <i>Примітка.</i> – Значення віртуального часу, зазвичай, характеризує вставку відносно значень переддугового часу та часу спрацювання.</p>
<p>441-18-38 Power dissipation (in a fuse-link) <i>(to be placed, together with 441-18-39. after 441-18-32 in a future revision of Chapter 441)</i> Power released in a fuse-link carrying a stated value of electric current under prescribed conditions of use and behaviour. <i>Note</i> – The prescribed conditions of use and behaviour generally include a constant r.m.s. value of the electric current after steady-state temperature conditions are reached.</p>	<p>441-18-38 Розсіювана потужність (запобіжника) <i>(у майбутніх переробках частини 441 має бути розташовано разом з 441-18-39 після 441-18-32)</i> Потужність, що виділяється у вставці, яка проводить встановлене значення електричного струму при приписаних умовах застосування та режимах. <i>Примітка</i> – До сукупності приписаних умов застосування та режимів, зазвичай, включають незмінне діюче значення електричного струму після досягнення ustalених температурних умов.</p>
<p>441-18-39 Acceptable power dissipation (of a fuse-base or a fuse-holder) Stated value of power dissipation in a fuse-link which a fuse-base or a fuse-holder can accept under prescribed conditions of use and behaviour.</p>	<p>441-18-39 Допустима розсіювана потужність (основи або утримувача) Встановлене значення розсіюваної потужності вставки, яку основа або утримувач здатні прийняти при приписаних умовах застосування та режимах.</p>

Дана стаття є завершальною у серії статей, які публікувалися у нашому журналі, починаючи з другого номера за поточний рік. Сумарний обсяг статей, присвячених перекладу і невеликими коментарями лише однієї частини (441) Міжнародного електротехнічного словника виявився вражаючим – 28 сторінок формату А4, заповнених текстом дрібного розміру (Times New Roman, розмір 9 для оригіналів і перекладів термінів та визначень, а також Times New Roman, розмір 10 для коментарів). Але ж навіть якщо обмежитися лише термінологією, що стосується безпосередньо електричних апаратів, то частина 441 Словника це *лише частина вершини термінологічного айсберга*, створеного за багато років висококласними фахівцями, які удостоїлися честі бути членами Технічних комітетів МЕК. Для того, щоб підтвердити цієї тези, достатньо перерахувати назви частин Словника (крім частини 441), що мають пряме відношення до електричних апаратів у нашому розумінні:

151 Electrical and magnetic devices
321 Instrument transformers
421 Power transformers and reactors
426 Electrical apparatus for explosive atmospheres
431 Transducers
442 Electrical accessories
446 Electrical relays
826 Electrical installations

А є ще низка частин, що мають непряме відношення до електричних апаратів. Окрім того, є ще велика кількість стандартів МЕК, присвячених конкретним видам електричних апаратів, у яких міститься специфічна для цих апаратів термінологія. Треба також враховувати, що існують інші види й галузі електротехнічного обладнання – електричні машини, передача електричної енергії, транспорт, зварювання тощо. При цьому постає питання, а чи варто займатися міжнародною термінологією, адже багато років ми обходилися без неї? Не нав'язуючи читачеві власні переконання, зазначимо лише, що Міжнародний електротехнічний словник становить термінологічні основи усіх стандартів МЕК, без відповідності яким вітчизняна продукція не має жодних шансів виходу на цивілізовані ринки. Усвідомлюючи це, автор має намір продовжити розпочату роботу і, як перший крок, опублікувати окремим виданням посібник з міжнародною термінологією стосовно комутаційних апаратів, апаратів керування та запобіжників з більш докладними авторськими коментарями щодо термінів та їх тлумачень, зібравши у даний посібник термінологію не тільки частини 441 Словника, а й специфічну термінологію щодо конкретних видів електричних апаратів з відповідних стандартів МЕК.

Надійшла 18.06.2007

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ ПРИВОД С ДВУХПОЗИЦИОННОЙ МАГНИТНОЙ ЗАЩЕЛКОЙ ДЛЯ ВАКУУМНОГО ВЫКЛЮЧАТЕЛЯ СРЕДНЕГО НАПРЯЖЕНИЯ

Клименко Б.В., д.т.н., проф., Гречко А.М.

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

Ересько А.В., к.т.н., доц.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Промышленная и биомедицинская электроника"
тел. (057) 707-69-14.

Розглянуто принцип дії та конструктивні особливості запатентованої конструкції електромагнітного приводу з двоохпозиційною магнітною защілкою для вакуумного вимикача середньої напруги.

Рассмотрен принцип действия и конструктивные особенности запатентованной конструкции электромагнитного привода с двухпозиционной магнитной защелкой для вакуумного выключателя среднего напряжения.

ВВЕДЕНИЕ

Одной из главных задач электроаппаратостроения является повышение надежности и ресурсов работы оборудования, уменьшение массогабаритных параметров и трудоемкости изготовления аппаратуры, снижение потерь электроэнергии и эксплуатационных расходов. Решение этой задачи может достигаться путем создания новых энергосберегающих конструкций аппаратов. В отличие от Восточной Европы, в Западной уже достаточно давно разработана и успешно применяется политика по внедрению в электро-техническую промышленность в качестве коммутационных аппаратов вакуумного оборудования для сетей среднего класса напряжения [1].

Одними из таких аппаратов являются вакуумные выключатели средних напряжений с электромагнитными приводами. Такие приводы имеют различные конструкции, и работа по их совершенствованию продолжается.

В настоящей работе рассматривается запатентованная [2] конструкция электромагнитного привода с двумя магнитными защелками для вакуумного выключателя среднего напряжения, а также описывается принцип работы и конструктивные особенности данного электрического аппарата.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В работах [3, 4] были рассмотрены конструкции и принцип действия двухпозиционных электромагнитных приводов с магнитными защелками, разработанных на кафедре электрических аппаратов НТУ "ХПИ" для вакуумных выключателей серии ВВ-4Е на напряжение 6-10 кВ, выпускаемых ООО "АВМ АМПЕР" (г. Кременчуг). Некоторым недостатком разработанных электромагнитных приводов является относительно большое потребление энергии от внешнего источника питания при переходе подвижной части из одного устойчивого положения в другое, а также величины времен включения и отключения: для электромагнитного привода, описанного в [3] – 38 и 30 мс, для электромагнитного привода, описанного в [4] – 15 и 25 мс

соответственно. Однако следует отметить, что значения данных величин вполне сопоставимы со значениями соответствующих параметров у таких признанных лидеров в области электроаппаратостроения как: вакуумного выключателя VM1 концерна АВВ (Германия) – 50 и 33 мс; вакуумного выключателя серии ВВ/TEL фирмы "Таврида-Электрик" – 55 и 20 мс; вакуумного выключателя ВР1 производства РЗВА – 90 и 42 мс соответственно (данные взяты из информационных материалов указанных компаний).

Как видно из приведенных значений параметров, установка в вакуумный выключатель электромагнитного привода, конструкция которого описана в [4], позволила уменьшить как время включения, так и время отключения вакуумного выключателя в целом. Однако, данные значения, особенно время отключения, нуждаются в дальнейшем уменьшении в связи со следующим. В работе [5] был проведен анализ зависимости величины интеграла Джоуля от полного времени размыкания вакуумным выключателем цепи симметричного трехфазного КЗ путем численного решения соответствующих дифференциальных уравнений. Также была получена зависимость между быстродействием вакуумного выключателя и термической стойкостью в режиме КЗ токопроводов, которые защищаются вакуумными выключателями и найдено оптимальное значение полного времени размыкания контактов выключателя, которое составляет 22 мс. Такое время отключения вакуумных выключателей можно получить лишь в том случае, если использовать совместно с электромагнитным приводом микропроцессорную систему управления. Однако, наряду с использованием микропроцессорной системы управления, необходимо также продолжать работы по дальнейшему повышению быстродействия электромагнитных приводов и уменьшению потребления энергии от внешнего источника питания при переходе подвижной части из одного устойчивого положения в другое.

Один из вариантов решения данной задачи заключается в следующем. В вакуумный выключатель вместо одного электромагнитного привода (условно

обозначим ЭМ1), усилие которого (8,5 кН) через вал и систему рычагов передается одновременно на все три контактные группы вакуумных дугогасительных камер (ВДК) были установлены отдельно на каждую фазу три электромагнитных привода (ЭМ2) аналогичной конструкции [4], но с меньшим значением габаритных размеров и, соответственно, тяговой силы (3,5 кН каждый). Также в конструкции нового вакуумного выключателя был реализован принцип соосности электромагнитного привода и ВДК в каждом полюсе выключателя. Применение пофазных приводов с однопозиционной магнитной защелкой снижает примерно в 3 раза механические нагрузки в узлах приводов, что значительно увеличивает надежность их работы и увеличивает срок службы. В связи с уменьшением габаритных размеров магнитной системы привода были уменьшены величина индуктивности данной системы и снижено значение вихревых токов в сердечнике. По этой причине при подаче тока в обмотку нарастание магнитного потока до значения, необходимого для начала движения привода, существенно ускорилось.

На рис. 1 показаны осциллограммы включения и отключения электромагнитного привода ЭМ2 при величине емкости внешнего источника питания 8200 мкФ и напряжении 300 В (техническая задержка времени от момента выдачи команды системой управления до момента начала протекания тока по обмотке составляет в данном случае 2 мс).

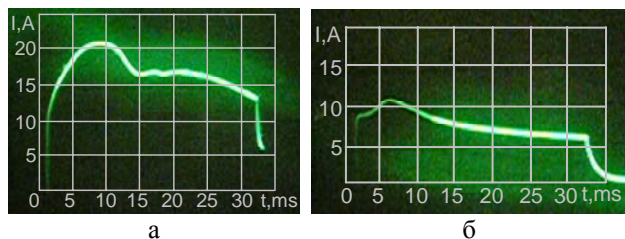


Рис. 1. Осциллограммы включения (а) и отключения (б) электромагнитного привода ЭМ2

Сравнительные характеристики электромагнитов ЭМ1 и ЭМ2 приведены в табл. 1.

Таблица 1

Показатели электромагнита	ЭМ1	ЭМ2
Усилие электромагнита, кН	8,5	3,5×3
Время включения, мс	15	12
- время трогания при включении, мс	10	7
- время движения при включении, мс	5	5
Время отключения, мс	25	10
- время трогания при отключении, мс	19	5
- время движения при отключении, мс	7	5

Относительным недостатком разработанных электромагнитных приводов является сравнительно большое потребление энергии от внешнего источника питания при переходе подвижной части из одного устойчивого положения в другое, особенно при операции включения. Данная проблема является актуальной при разработке вакуумных выключателей, предназначенных для работы при быстродействующем автоматическом повторном включении (БАПВ) и в системах автоматического ввода резерва (АВР) –

возникает необходимость в установке нескольких дополнительных емкостных накопителей энергии. Например, в быстродействующих автоматических вакуумных выключателях серии VM1-T производства концерна АВВ, которые используются в системах непрерывной подачи электроэнергии (HSTS), требуется установка пяти электролитических емкостных накопителей энергии [6]. Это, в свою очередь, неизбежно приводит к значительному увеличению стоимости вакуумного выключателя.

Поэтому, в основу новой разработки была поставлена задача усовершенствования электромагнитного привода, в котором за счет введения новых конструктивных элементов и установления иных связей между деталями, было бы обеспечено, наряду с повышением быстродействия электромагнитного привода, уменьшение потребления энергии от внешнего источника питания при переходе подвижной части из одного устойчивого положения в другое.

КОНСТРУКЦИЯ И ПРИНЦИП РАБОТЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПРИВОДА С ДВУХПОЗИЦИОННОЙ МАГНИТНОЙ ЗАЩЕЛКОЙ

Предложенная конструкция электромагнитного привода показана на рис. 2.

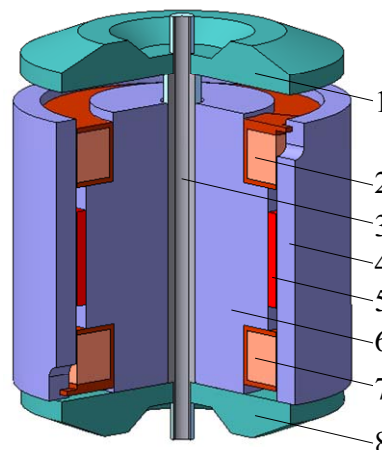


Рис. 2. Эскиз предлагаемого электромагнитного привода

На рис. 2 обозначено: 1, 8 – дискообразные якоря; 2 – верхняя катушка; 3 – немагнитный шток; 4 – кольцеобразный корпус; 5 – постоянный магнит; 6 – цилиндрический сердечник; 7 – нижняя катушка.

В электромагните реализован принцип двухпозиционной магнитной защелки, т.е. в обоих крайних положениях в режиме удержания при обесточенных катушках подвижная часть магнитопровода удерживается за счет магнитного поля постоянного магнита (вследствие чего отсутствует потребление электроэнергии в режиме удержания), и, как следствие, отсутствует необходимость в установке отключающих пружин.

В качестве постоянных магнитов используются современные магнитотвердые материалы на основе редкоземельных металлов (типа NdFeB) с высокой удельной энергией и коэрцитивной силой, достигающей 1000 кА/м. Электромагнит с двухпозиционной магнитной защелкой воздействует одновременно на все три полюса вакуумного выключателя и связан с

подвижными контактами ВДК выключателя через систему рычагов.

Рассмотрим принцип работы электромагнитного привода с двухпозиционной магнитной защелкой на примере его использования в вакуумном выключателе. В конструкции вакуумного выключателя имеется ряд элементов, создающих противодействие движению подвижных частей электромагнитного привода. Одними из данных элементов являются, например, пружины контактного поджатия, которые мы будем рассматривать как часть электромагнитного привода, представленную нижней пружиной 11, с одной стороны связанной с подвижным контактом 12 ВДК, а с другой стороны – связанной с каким-либо из элементов подвижной части, например, с немагнитным штоком 8 (рис. 3 а, б). Со стороны верхнего якоря 3 вдоль оси электромагнита установлена верхняя пружина 2, один конец которой связан с немагнитным штоком 8, а второй конец связан с соответствующим верхним упором 1.

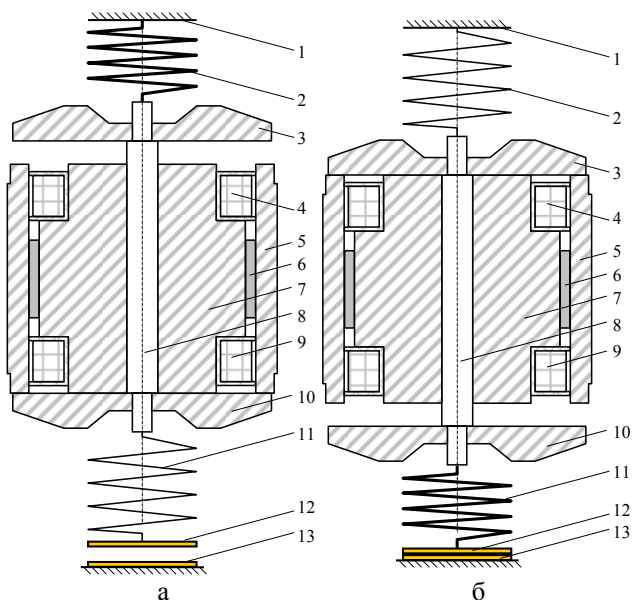


Рис. 3. Работа электромагнита с двухпозиционной магнитной защелкой: а) положение "отключено" – контакты выключателя разомкнуты; б) положение "включено" – контакты выключателя замкнуты

На рис. 3 обозначено: 1 – верхний упор; 2 – верхняя пружина; 3, 10 – дискообразные якоря; 4 – верхняя катушка; 5 – кольцеобразный корпус; 6 – постоянный магнит; 7 – цилиндрический сердечник; 8 – немагнитный шток; 9 – нижняя катушка; 11 – нижняя пружина; 12, 13 – подвижный и неподвижный контакты ВДК соответственно.

В положении "отключено" (рис 3 а) верхний якорь 3 находится в отпущенном положении, а нижний якорь 10 – в притянутом положении. В положении "включено" (рис 3 б) якоря меняют свои положения.

В отключенном (рис 3 а) положении электромагнитного привода (выключатель также находится в положении "отключено" – подвижный 12 и неподвижный 13 контакты ВДК разомкнуты) обмотки катушек обесточены, нижняя пружина 11 находится в отпущенном состоянии, а верхняя пружина 2 – в сжатом состоянии. Однако силы сжатия верхней пружины 2 будет недос-

таточно для того, чтобы преодолеть тяговую силу электромагнита и оторвать нижний якорь 10 от неподвижной части магнитопровода. Постоянный магнит 6 создает поляризующие магнитные потоки, один из которых проходит через нижнюю рабочую поверхность сердечника 7, нижний якорь 10 и нижнюю рабочую поверхность корпуса 5, а другой – через верхнюю рабочую поверхность сердечника 7, верхний якорь 3 и верхнюю рабочую поверхность корпуса 5 (рис. 3 а). Значение поляризующего магнитного потока, проходящего через нижний якорь 10, намного превосходит значение поляризующего магнитного потока, проходящего через верхний якорь 3. Поэтому электромагнитная сила, притягивающая нижний якорь 10 к неподвижной части магнитопровода, намного превосходит силу, притягивающую верхний якорь 3 к этой же части магнитопровода. Таким образом, нижний якорь 10 надежно удерживается в притянтом к неподвижной части магнитопровода положении и, воздействуя на немагнитный шток 8, удерживает в сжатом положении верхнюю пружину 2 (рис. 3 а).

Для перевода электромагнитного привода (и выключателя в целом) в положение "включено" необходимо подключить верхнюю 4 и нижнюю 9 катушки к внешнему источнику питания – предварительно заряженной конденсаторной батареи – таким образом, чтобы через нижнюю катушку 9 протекал относительно небольшой ток, а через верхнюю катушку 4 значительно больший ток с таким направлением, чтобы магнитный поток, создаваемый нижней катушкой 9, был направлен против поляризующего магнитного потока в нижнем якоря 10, вытесняя данный магнитный поток из нижнего якоря в зазор между кольцеобразным выступом сердечника 7 и корпусом 5 вне постоянного магнита 6 (область воздушного шунта), а магнитный поток, создаваемый верхней катушкой 4, был направлен согласно с поляризующим магнитным потоком в верхнем якоря 3. При указанном соотношении направлений поляризующих магнитных потоков и магнитных потоков, создаваемых катушками 4 и 9, сила притяжения нижнего якоря 10 к неподвижной части магнитопровода значительно уменьшается и в тот момент, когда указанная сила становится меньше силы сжатия верхней пружины 2, начинается движение подвижной части магнитопровода. Зазор между верхним якорем 3 и неподвижной частью магнитопровода уменьшается. Одновременно происходит увеличение зазора между нижним якорем 10 и неподвижной частью магнитопровода.

На рис. 4 показаны картины магнитного поля в магнитной системе электромагнитного привода с двухпозиционной магнитной защелкой: а – при обесточенных обмотках и отпущенном верхнем якоря 3, что соответствует отключенному положению выключателя; б – при подаче импульса тока на нижнюю катушку 9 (принцип вытеснения магнитного потока из области рабочих зазоров в область воздушного шунта). Расчет магнитных полей в данном случае производился методом конечных элементов.

Ускорению движения подвижной части магнитопровода способствует электромагнитная сила, возникающая в результате намагничивания верхнего

якоря 3 поляризующим магнитным потоком и магнитным потоком, создаваемым верхней катушкой 4. Указанная сила увеличивается по мере уменьшения рабочего зазора между верхним якорем 3 и неподвижной частью магнитопровода. По мере движения подвижной части магнитопровода, сила сжатия верхней пружины 2 (рис. 3 б) ослабевает, в результате чего потенциальная энергия, накопленная в ней, уменьшается, а сжатие нижней пружины 11 наоборот усиливается, в результате чего потенциальная энергия, накопленная в ней, возрастает.

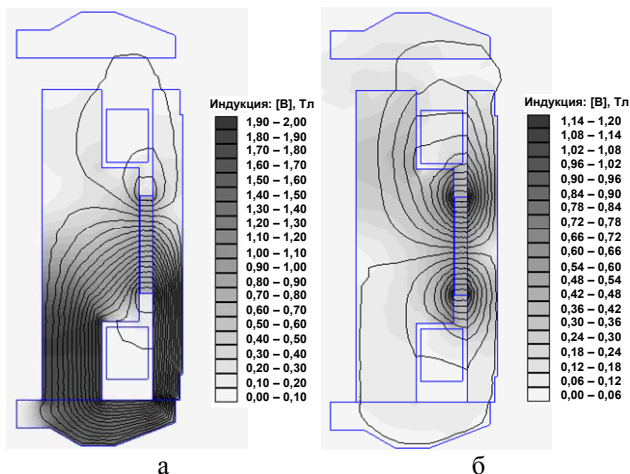


Рис. 4. Распределение магнитного поля в электромагните при притяннутом положении якоря: а - обмотки обесточены; б - при подаче импульса тока на нижнюю обмотку

После завершения движения подвижной части магнитопровода, когда верхний якорь 3 упрется в неподвижную часть магнитопровода, катушки 4 и 9 отключаются системой управления электромагнитного привода. При этом верхний якорь 3 будет надежно удерживаться в притяннутом положении, и, воздействуя на немагнитный шток 8 (рис. 3 б), будет удерживать в сжатом положении нижнюю пружину 11, которая с одной стороны связана с подвижным контактом 12 ВДК, а с другой стороны – с немагнитным штоком 8. При этом электромагнит будет оставаться в положении "включено" (вакуумный выключатель также находится в положении "включено", подвижный 12 и неподвижный 13 контакты ВДК замкнуты (рис. 3 б)).

Для перевода электромагнитного привода (и выключателя в целом) из положения "включено" в положение "отключено" через катушки 4 и 9 (рис. 3 а, б) необходимо кратковременно пропустить ток противоположного направления, вследствие чего подвижная система магнитопровода перемещается в исходное положение, чему способствует накопленная в нижней пружине 11 (рис. 3 б) потенциальная энергия и благодаря чему повышается быстродействие электромагнита также и при отключении.

ВЫВОДЫ

1. Благодаря тому, что движение подвижной части электромагнитного привода при включении вакуумного выключателя обеспечивается не только за счет электромагнитной силы, возникающей в результате намагничивания отпущенного якоря поляризующим магнит-

ным потоком постоянного магнита и магнитным потоком, создаваемым прилегающей к этому якорю верхней катушкой, а и за счет сил, возникающих в результате высвобождения потенциальной энергии, накопленной в пружине, сопряженной с этим якорем, существенно повышается быстродействие электромагнита и уменьшается потребление энергии от внешнего источника питания, которая необходима лишь для покрытия потерь энергии, затрачиваемой на преодоление сил трения, джоулевых потерь в катушках, а также для обеспечения запаса энергии в случае, когда высвобождающаяся энергия указанной выше пружины меньше накапливаемой потенциальной энергии пружины со стороны противоположного якоря.

2. Вытеснение поляризующего магнитного потока из притянутого якоря в зазор между кольцеобразным выступом сердечника и корпусом в части, не занятой постоянным магнитом, при переводе электромагнитного привода (и вакуумного выключателя) из положения "отключено" в положение "включено", благодаря особенности конструкции электромагнита с двухпозиционной магнитной защелкой, при которой осевой размер постоянного магнита меньше осевого размера кольцеобразного выступа сердечника, не требуется перемагничивания постоянного магнита, что приводит к уменьшению промежутка времени между моментом начала пропускания тока через катушки и моментом начала движения подвижной части магнитопровода, а значит, к повышению быстродействия электромагнита.

3. Наличие в конструкции электромагнита воздушного шунта совместно с описанным порядком работы двух катушек позволяют осуществить более быстрое перераспределение магнитного поля, что приводит к значительному уменьшению времени переключения электромагнитного привода.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Евдокунин Г.А., Тилер Г. Современная вакуумная коммутационная техника для сетей среднего напряжения. – СПб: Издательство Сизова М.П., 2000. – 114 с., с илл.
- [2] Патент України на корисну модель № 25222 Электромагнітний привід // винах. Клименко Б.В., Єресько О.В., Гречко О.М. Опубл. 25.07.2007 р., Бюл. №11.
- [3] Клименко Б.В., Бугайчук В.М., Гречко А.М. Опытный образец двухпозиционного электромагнитного привода вакуумного выключателя среднего напряжения. // Электротехника и электромеханика. – 2005. - № 2.–С. 23 – 27.
- [4] Клименко Б.В., Гречко А.М., Выровец С.В., Бугайчук В.М. Быстродействующий электромагнитный привод с вытеснением магнитного поля для вакуумного выключателя среднего напряжения // Электротехника и электромеханика. – 2006. - № 4.–С. 22 – 26.
- [5] Клименко Б.В., Байда Е.И., Гречко А.М., Боев С.В. О термическом действии токов коротких замыканий в электрических цепях средних напряжений, защищаемых вакуумными выключателями // Электротехника и электромеханика. – 2007. - № 1.–С. 30 – 33.
- [6] ABB Power Technologies (24.02.2005).

Поступила 13.03.2007

АНАЛИЗ МЕТОДОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПЕТЛИ ГИСТЕРЕЗИСА ФЕРРОМАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

Король Е.Г.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт",
кафедра "Электрические аппараты"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21

тел. (057) 707-68-64, e-mail: lupikov@kpi.kharkov.ua

Розглянуто існуючі методи аналітичного описання петлі гістерезиса. Описано переваги і недоліки кожного методу. Обґрунтовано вибір методу, при використанні якого можливе підвищення точності моделювання петлі гістерезису.

Rассмотрены существующие методы аналитического выражения петли гистерезиса. Описаны преимущества и недостатки каждого метода. Обоснован выбор метода, при использовании которого возможно повышение точности моделирования петли гистерезиса.

ВВЕДЕНИЕ

Перспективным направлением для снижения внешнего магнитного поля силового электрооборудования является использование электромагнитов компенсаторов в составе специальных параметрических систем компенсации, обеспечивающих автоматическое слежение за параметрами (токами, напряжениями) электрооборудования. В таких системах электромагнит компенсатор выполняется в виде обмотки с ферромагнитным сердечником. Одной из основных характеристик, которая определяет эффективность электромагнитов компенсаторов, являются петля гистерезиса ферромагнитного сердечника.

Петлей гистерезиса называется циклическое изменение напряженности поля от величины H_1 до величины H_2 и затем вновь до H_1 и с ходом индукции B по замкнутой кривой [1]. Петля гистерезиса называется симметричной, если выполняются следующие условия $H_1 = H_m$, $H_2 = -H_m$, где H_m – амплитуда напряженности поля. Статической петлей гистерезиса называется петля, получаемая при медленном (квазистатическом) изменении поля. Динамической петлей потерь называется кривая, описывающая зависимость $B(H)$ при периодическом изменении H (в переменном магнитном поле). Несимметричные петли гистерезиса получают при несимметричном относительно начала координат или одностороннем изменении напряженности поля, а также при изменении напряженности поля между двумя предельными значениями одного знака или если же предельные значения напряженности магнитного поля имеют разные знаки и не равны по абсолютной величине (рис. 1).

В данной статье ставится задача описания симметричной петли гистерезиса ферромагнитного материала сердечника электромагнита-компенсатора магнитного поля. Это связано с тем, что в большинстве практических случаев сердечник не подмагничивается внешними магнитными полями.

Цель работы – анализ известных методов описания симметричной петли гистерезиса для ферромагнитных материалов сердечников электромагнитов-

компенсаторов и выбор перспективного метода, обеспечивающего высокую точность аппроксимации петли гистерезиса.

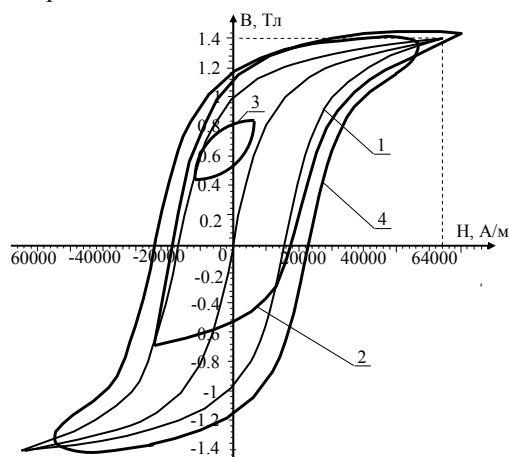


Рис. 1. Петли гистерезиса: 1 – симметричная; 2, 3 – несимметричная; 4 – динамическая

МЕТОДЫ АППРОКСИМАЦИИ ПЕТЛИ ГИСТЕРЕЗИСА

Много работ посвящено аппроксимации петли гистерезиса и нахождению наилучшего способа ее описания. Характеристика всех этих принципиально различных методов приводится ниже.

Методы Аркадьева, Вюршмида, Оллендорфа и Миттельштрасса. Аркадьев, Вюршmidt и Оллендорф предложили заменить петлю гистерезиса эллипсом для вычисления потерь на гистерезис. Из литературы известно, что эллиптические петли характеризуются тремя видами магнитной проницаемости [2]: амплитудной (полной), консумптивной ("вязкой") и консервативной ("упругой") проницаемостью. Аркадьев для описания петли ввел комплексную магнитную проницаемость $\dot{\mu}$. А Миттельштрасс предложил способ определения частей этой комплексной магнитной проницаемости $\dot{\mu}$. Для их нахождения были использованы основные гармоники консумптивной и консервативной частей индукции. Консер-

вативную часть комплексной магнитной проницаемости необходимо определять по площади петли проницаемости, а консумптивную – по площади петли гистерезиса, которая должна быть построена в координатах B и $(H_0^2 - H^2)^{0.5}$ [3].

Данные методы имеют большое теоретическое значение. Недостатком является то, что эти подходы можно применить при расчетах цепей только при малых индукциях.

Метод Релея. Для случая слабых намагничивающих полей Релей предложил следующую универсальную формулу для начального участка кривой намагничивания [4]:

$$J = a \cdot H \pm b \cdot H^2. \quad (1)$$

В формуле (1) знак плюс соответствует положительным значениям напряженности поля, а знак минус – отрицательным.

А для описания петли гистерезиса Релей применил два уравнения [3, 4]:

- для восходящей ветви

$$J = (a + b \cdot H_m) \cdot H + \frac{b}{2} (H^2 - H_m^2), \quad (2)$$

- для нисходящей ветви

$$J = (a + b \cdot H_m) \cdot H - \frac{b}{2} (H^2 - H_m^2), \quad (3)$$

где H – напряженность; J – намагниченность; H_m – максимальное значение напряженности поля, соответствующее насыщению; a, b – постоянные коэффициенты.

Недостаток этого метода заключается в том, что соотношения (2), (3) имеют общие точки с действительной петлей гистерезиса лишь при максимальных значениях напряженности поля ($\pm H_m$), во всех остальных точках наблюдается отклонение от исходных величин петли.

Метод Вольтерра. Закон магнитного последствия [3], который был предложен Вольтерра, выражает зависимость индукции в данный момент в виде функции от напряженности в момент времени τ :

$$B(t) = f[H(t)] + \int_{-\infty}^t F[\mu(t - \tau)] \cdot H(\tau) \cdot d\tau, \quad (4)$$

где t – время; τ – момент времени в диапазоне $(-\infty, t)$; F – нелинейная функция.

Недостаток метода заключается в том, что неизвестен характер экспериментальной нелинейной функции F и, кроме того, наличие интеграла в правой части (4) усложняет расчет.

Метод Коваленкова и Мачинского. В этом методе как для описания кривой намагничивания, так и для описания петли гистерезиса применяются отрезки прямых линий. И тогда аналитическое выражение петли гистерезиса, в состав которого входит функция, выражающая изменение кривой при каждом изменении течения процесса φ_n , а также начальная кривая

намагничивания $f(x)$, примет следующий вид [3]:

$$y = \varphi_n [f(x)]. \quad (5)$$

Функция φ в формуле (5) при каждом повороте алгебраически не изменяется.

В самом простом случае по данному методу для кривой намагничивания записываются два уравнения, а для петли гистерезиса – четыре.

Методы описания петли гистерезиса с использованием рядов. Для описания петли гистерезиса при помощи рядов известны несколько способов.

В первом способе применяется периодическая функция, которая раскладывается в ряд Фурье [3]:

$$H = h \cdot \sum_{n=1,3,5..} \eta_n \cos(n \cdot \omega \cdot t + \psi_n), \quad (6)$$

где h – амплитуда первой гармоники; ψ_n – начальная фаза n -ой гармоники; η_n – отношение амплитуд гармоник n -ой и первой.

Помимо соотношения (6), в этом случае предполагается, что индукция изменяется по закону косинуса (в литературе [3] используется термин "синусоидально"): $B = B_m \cdot \cos(\omega \cdot t)$.

Во втором способе предлагается раскладывать в ряд Фурье выражение индукции, а напряженность изменяется косинусоидально $H = H_m \cdot \cos(\omega \cdot t)$.

В третьем способе петлю гистерезиса заменяют гармоническим рядом фигур Лиссажу и разложение на эти фигуры производятся графически, а не аналитически.

Главный недостаток перечисленных методов заключается в том, что при описании n петель гистерезиса получается n рядов.

Метод Мюллendorфа. По этому методу напряженность магнитного поля изменяется синусоидально $H = H_m \cdot \sin(\omega \cdot t)$, а индукция при этом выражается в следующем виде [3]:

$$B = B_m \cdot \frac{\sin(\omega \cdot t - a \cdot \cos(\omega \cdot t))}{\cos(b \cdot \cos(\omega \cdot t))}, \quad (7)$$

где B_m – максимальное значение индукции; a, b – постоянные величины петли гистерезиса, находящиеся в интервале от 0,2 до 0,8.

Петля гистерезиса, рассчитанная по данному методу согласно (7), имеет существенную погрешность по отношению к исходной.

Метод описания петли гистерезиса в прямоугольной системе координат. В данном методе, используя прямоугольную систему координат, предлагается петлю гистерезиса выразить в виде суммы двух кривых: основной и вспомогательной. Основную кривую, ординаты которой равны полусумме ординат петли, описывают при помощи выражения

$$B = \frac{H}{e^{a \cdot H + b}},$$

где B – магнитная индукция; H – напряженность магнитного поля; a, b – постоянные коэффициенты; а вспомогательную – следующей формулой [3]:

$$B_{всн} = B_r \cdot \left(1 - \frac{H^2}{H_m^2}\right)^{n+0.5}, \quad (8)$$

где $n=9$; B_r – остаточная индукция; H_m – максимальная напряженность поля; $B_{всн}$ – ордината вспомогательной кривой.

Недостаток данного метода состоит в том, что погрешность расчетной петли гистерезиса в соответствии с соотношением (8) и действительной петли составляет $11 \div 35$ %.

Методы описания петли гистерезиса в полярных координатах. В литературе предлагается два способа описания петли гистерезиса в полярных координатах.

В первом подходе используются следующие выражения [3]:

$$\begin{aligned} H &= (r \cdot \cos \varphi) \cdot m_H \\ B &= (r \cdot \sin \varphi) \cdot m_B \end{aligned}, \quad (9)$$

где φ – полярный угол; m_H , m_B – масштабы по напряженности поля и индукции соответственно; r – радиус-вектор, пересекающий петлю гистерезиса (9) лишь в одной точке, подчиняется уравнению [3]:

$$\begin{aligned} r &= \sum_{\substack{n=2k \\ k=0 \div \infty}} (a_n \cdot \cos n\varphi + b_n \cdot \sin n\varphi) = \\ &= \sum_{\substack{n=2k \\ k=0 \div \infty}} c_n \cdot \sin(n\varphi + \psi_n). \end{aligned} \quad (10)$$

Здесь $c_n^2 = a_n^2 + b_n^2$, $a \operatorname{tg} \psi_n = a_n / b_n$.

Приведенный способ описания петли гистерезиса относится к слабым полям. Главным недостатком является то, что аналитическая зависимость коэффициентов ряда (10) от индукции B_m до сих пор неизвестна.

Во втором подходе радиус-вектор выражают при помощи следующего уравнения [3]:

$$r = (r_{\max} - r_{\min}) \cdot \sin^2 \beta + r_{\min}, \quad (11)$$

где r_{\max} – наибольший радиус-вектор петли; r_{\min} – наименьший радиус-вектор петли; β – вспомогательный угол, заключенный в диапазоне $(0, 2\pi)$.

Используя вспомогательный угол β в [3] предложено следующее соотношение для $\sin \varphi$:

$$\sin \varphi = \sum_{\substack{n=2k+1 \\ k=0 \div \infty}} (a_n \cdot \cos n\alpha + b_n \cdot \sin n\alpha). \quad (12)$$

Определение H и B идет по соотношению (9).

Достоинством метода является то, что параметры геометрии петли – радиус-вектор и его угол, описываются простыми аналитическими соотношениями (11), (12). Недостаток метода заключается в том, что до сих пор неизвестно его практическое применение.

Методы, предложенные Бессоновым. Для описания петли гистерезиса Бессонов предложил два метода.

Первый метод применим на постоянном токе. Он заключается в том, что берется аналитическое выра-

жение средней кривой намагничивания $H_{ср} = f(B)$ и, к нему прибавляются соответствующие абсциссы некоторой дополнительной функции $H_{доп} = \psi(B)$, знак которой зависит от направления процесса. В графическом виде в осях B , H последнее выражение по форме близко к эллипсу:

$$H = H_{ср} + H_{доп} = f(B) \pm H_c \cdot \left(1 - \frac{B^2}{B_m^2}\right)^{0.5}, \quad (13)$$

где B_m – максимальное значение индукции; H_c – величина напряженности поля, при котором индукция B равна нулю, называемая коэрцитивной силой.

Второй метод используется в случае переменного тока. Выражение, описывающее петлю гистерезиса в данном способе, имеет вид:

$$H = f(B) + H_c \cdot \cos(\omega t + \varphi), \quad (14)$$

где φ – фаза индукции относительно напряжения на входе цепи.

Функцию $f(B)$ в (13) и (14) предлагается выразить в следующем виде:

$$f(B) = a \cdot B + b \cdot B^3. \quad (15)$$

При графическом построении петли формула (14) дает удовлетворительное совпадение истинной и расчетной петли гистерезиса с погрешностью около 15%.

Достоинством последнего метода является то, что он позволяет в принципе получить более точную аппроксимацию петли гистерезиса в точках вблизи кривой намагничивания. В этой связи этот метод может быть использован в качестве перспективного при описании петли гистерезиса с высокой точностью во всем диапазоне изменения индукции.

Метод переменного доменного размера области намагничивания. Среди последних методов, описывающих петлю гистерезиса, можно отметить метод [5]. Полное поведение гистерезиса описывается функцией вида:

$$x(y) = x_h(y) + \gamma \cdot x_a(y) = \operatorname{hyst}(y) + \gamma \cdot \operatorname{arcf}(y), \quad (16)$$

где y – приведенное намагничивание материала относительно намагничивания насыщения; $x(y)$ – функция намагничивания; $x_h(y) = \operatorname{hyst}(y)$ – функции петли гистерезиса; $x_a(y)$ – функции кривой предельного намагничивания; γ – константа "коэффициент антигистерезиса", характеризующая начальное намагничивание; $\operatorname{f}(y)$ – функция Ланжевена (Langevin).

Входящая в (16) функция намагничивания зависит от квантово механических параметров:

$$y = \frac{M}{M_s} = B(J, a) = \tanh\left[\frac{x_e}{\theta}\right] f_\beta(x_e), \quad (17)$$

где M_s – намагниченность насыщения; M – текущая величина намагниченности; $B(J, a)$ – функция Бриллюэн (Brillouin); J – квантовое число; $a = \mu_0 m_B \frac{H}{kT}$ –

аргумент функции Ланжевена; m_B – магнетон Бора; k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура; $x_e = x + y$ – размер эффективной области намагничивания в компактной форме; $x = H/(\alpha M_s)$ – величина, приложенного поля напряженностью H ; α – коэффициент приведения намагниченности к результирующему полю – коэффициент Вейса (Weiss); $\theta = kT/(\alpha\beta_s\mu_0 m_B M_s)$ – температура; β_s – максимальный доменный размер; $f_\beta(x_e)$ – функция доменного размера.

Достоинством метода является то, что предельные параметры петли гистерезиса для различных материалов нормированы в пределах ± 1 , а ширина петли и поведение кривой начального намагничивания определяются на основе теории переменного размера области с использованием квантово механической теории. По сравнению с предыдущими методами этот метод позволяет аналитически описать поведение петли гистерезиса исходя из физики процесса намагничивания с учетом свойств магнитного материала. Недостатком метода является то, что для получения числовых величин параметров требуется знание квантово механических параметров материала (a , k , T , m_B , α , β_s). В то же время в электротехнике имеется ряд упрощающих приемов определения исходных данных для кривых намагничивания, в частности путем прямых измерений ширины петли гистерезиса, параметров предельной петли гистерезиса, параметров средней кривой намагничивания. Поэтому в тех случаях, когда не требуется связь параметров петли гистерезиса с квантово механическими параметрами материала этим методом можно не пользоваться.

ВЫВОДЫ

Проведен анализ существующих методов описания петли гистерезиса, как одной из основных характеристик магнитного материала сердечника электромагнита-компенсатора поля. В большинстве случаев для описания петли гистерезиса требуется аналитическое выражение кривой намагничивания, а также нахождение нескольких параметров (вспомогательных величин) или вспомогательных кривых. Число этих вспомогательных величин более двух. Недостатками перечисленных методов является то что, они ориентированы на графоаналитическое описание петли гистерезиса. Погрешности расчетных петель гистерезиса в большинстве случаев составляют 15% и более.

В качестве перспективного метода аппроксимации петли гистерезиса можно рекомендовать метод, предложенный Бессоновым. Метод позволяет в принципе повысить точность описания петли гистерезиса ферромагнитных материалов электромагнитов компенсаторов магнитного поля во всем диапазоне изменения индукции. Кроме того, при описании кривой намагничивания в этом случае можно обойтись без знания квантово механических параметров материала.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Андрианова К.А., Богородицкий Н.П., Корицкий Ю.В., Пасынкова В.В., Тареева Б.М., Справочник по электротехническим материалам в 2 т. Т. II // Магнитные, проводниковые, полупроводниковые и другие материалы. – М–Л.: Госэнергоиздат, 1960. – 290 с.
- [2] Кифер И. И. Испытания ферромагнитных материалов, М., "Энергия", 1969. – 360 с.
- [3] Бессонов Л. А., Электрические цепи со сталью. – М.: Госэнергоиздат, 1948. – 344 с.
- [4] Вонсовский С. В., Магнетизм. Магнитные свойства диа-, пара-, ферро-, антиферро-, и ферримагнетиков. – М.: Наука, 1971. – 1032 с.
- [5] Harrison R. G., Variable-domain-size theory of spin ferromagnetism. – IEEE Trans. Magn., V. 40, No. 3, May 2004. – P. 1506-1515.

Поступила 18.04.2007

ОЦЕНКА ЗАТРАТ ЭНЕРГИИ ПРИ МЕХАНИЗИРОВАННОЙ ДУГОВОЙ СВАРКЕ ПЛАВЯЩИМСЯ ЭЛЕКТРОДОМ*

Лебедев В.А., к.т.н.,
Институт электросварки им. Е.О. Патона НАН Украины
Украина, 03680, Киев-150, ул. Боженко, 11

Розглядається ряд проблем, пов'язаних з рішенням завдань енергозбереження при механізованих дугових процесах зварки і наплавлення. Пропонується як енергозберігаючі технології використовувати імпульсні процеси з певними характеристиками, направлені на отримання керованого перенесення електродного металу. Показано, що при керованому перенесенні електродного металу з певними параметрами може бути витрачено електрики на 20.30% менше, ніж при звичайних процесах.

Рассматриваются ряд проблем, связанных с решением задач энергосбережения при механизированных дуговых процессах сварки и наплавки. Предлагается в качестве энергосберегающих технологий использовать импульсные процессы с определёнными характеристиками, направленные на получение управляемого переноса электродного металла. Показано, что при управляемом переносе электродного металла с определёнными параметрами может быть затрачено электричества на 20...30% меньше, чем при обычных процессах.

В настоящее время известен ряд способов дуговой механизированной сварки и наплавки с использованием плавящихся электродных проволок сплошного сечения и самозащитных порошковых электродных проволок. При этом для ряда процессов механизированной сварки используют различные виды управления переносом электродного металла, осуществляемых за счёт источников сварочного тока [1], механизмов подачи электродной проволоки [2], систем подачи защитного газа [3], или некоторых их комбинаций [4]. Все эти виды управления переносом электродного металла ставят перед собой достаточно близкие задачи, основные из которых можно обобщить следующим образом [5]:

- облегчение техники сварки в различных пространственных положениях, в том числе на вертикальной плоскости и в потолочном положении;
- получение возможности управления формой сварного соединения и обеспечение высокого качества металла шва и околошовной зоны, в том числе и за счёт оптимизации времени пребывания капли электродного металла в зоне горения дуги;
- расширение сфер применения механизированной дуговой сварки и наплавки;
- снижение потерь электродного металла на разбрызгивание.

Важнейшей характеристикой любого технологического процесса и дуговых процессов сварки и наплавки в том числе являются затраты энергии на их реализацию, а её снижение является одной из наиболее актуальных задач. В работе [6] отмечается, что управление переносом электродного металла может быть инструментом снижения энергозатрат. При этом эти энергозатраты связывают не только с их пассивным расходом (исправление дефектов сварного шва, зачистка брызг и др.), а также с активным расходом электроэнергии, затрачиваемой на плавление электродной проволоки.

Целью настоящей работы является оценка затрат электроэнергии на плавление электродной проволоки при некоторых способах сварки и видах управления переносом электродного металла, с разработкой методики такой оценки.

Остановимся на оценке затрат самого распространённого способа механизированной дуговой сварки – сварке сплошной электродной проволокой в среде углекислого газа. При этом рассмотрим сварку короткой дугой со следующими разновидностями переноса электродного металла:

- сварка с естественными короткими замыканиями, когда перенос осуществляется в период короткого замыкания;
- перенос с управляемыми (упорядоченными) короткими замыканиями, осуществляемыми за счёт импульсной подачи электродной проволоки с относительно небольшими значениями ускорений в импульсе движения;
- перенос без коротких замыканий дугового промежутка, осуществляемый за счёт одновременного использования импульсной подачи электродной проволоки и импульсов от специального импульсного источника.

Вышеуказанный выбор моделирует достаточно большой ряд основных типов переносов электродного металла, которые вообще встречаются при механизированной дуговой сварке плавящимся электродом, а в данном случае способы управления переносом до некоторой степени моделируют известные процессы, как с короткими замыканиями дугового промежутка, так и без них. К числу таких процессов следует отнести сварку сталей длинной дугой и сплавов алюминия в защитных газах, а также сварку и наплавку самозащитными порошковыми электродными проволоками.

Следует заметить, что до настоящего времени проблема оценки энергозатрат при сварке с существенно изменяющимися параметрами (ток и напряжение) стоит достаточно остро, хотя существует ряд

* В работе принимал участие инженер Новгородский В.Г.

моделей для таких оценок, программное обеспечение и соответствующая компьютерная техника. В итоге задача определения энергозатрат при указанных изменениях параметров сводится к математической обработке тока и напряжения и нахождения мощности, потребляемой дугвым процессом. Такие измерения требуют достаточно сложных приборов, которые, как правило, базируются на использовании компьютерного оборудования со специально разрабатываемым интерфейсом и программным обеспечением.

Нами предложено для оценки энергетических затрат при различных видах переноса электродного металла использовать определение количества элек-

тричества, которое необходимо для реализации сварочного процесса. Это предложение учитывает то обстоятельство, что механизированная дуговая сварка осуществляется от источников с жёсткой вольтамперной характеристикой. Для этой цели разработана схема измерения, упрощённый аналоговый вариант которой представлен на рис. 1. Работа схемы основана на стабилизации соотношения между током сварки $I_{св}$ и током заряда I_3 конденсатора $C1$, с выполнением условия

$$k_i = I_{св} / I_3 = \text{const}, \quad (1)$$

где k_i – коэффициент соответствия между токами сварки и заряда конденсатора.

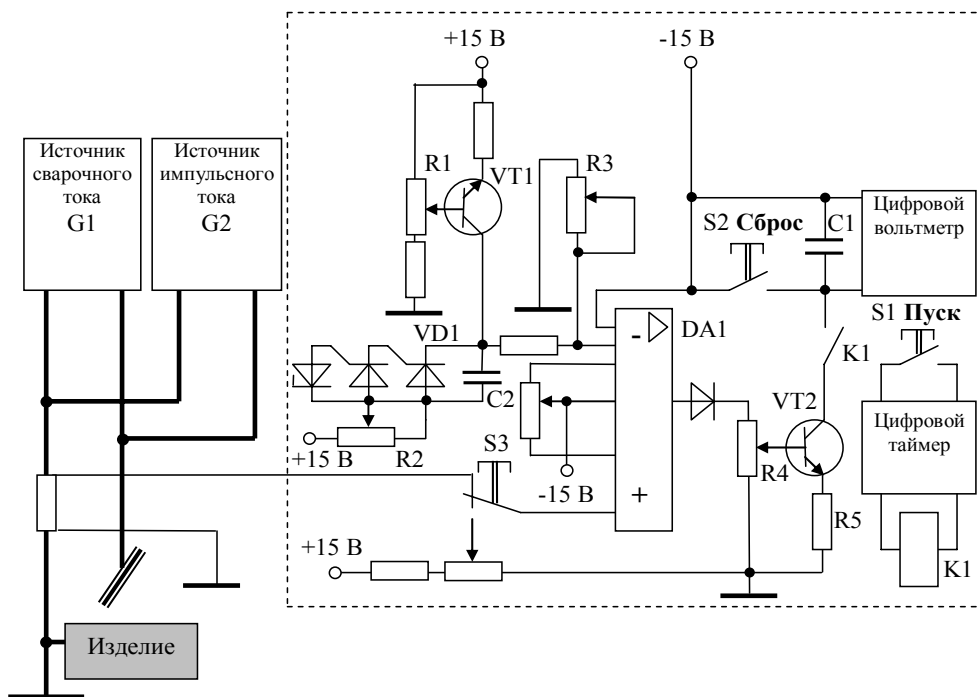


Рис. 1. Схема для определения количества электричества, затрачиваемого на ведение механизированных дуговых процессов сварки и наплавки

Учитывая, что количество электричества Q определяется произведением $Q = I \cdot t$, где t – время, в течение которого проходит ток, то с учётом выражения (1) можно записать

$$k_q = I_{св} \cdot t / I_3 \cdot t = Q_{св} / Q_3 = \text{const}, \quad (2)$$

где $Q_{св}$, Q_3 – количество электричества, затрачиваемое на сварочный процесс и на заряд конденсатора в схеме соответственно; k_q – коэффициент соответствия между токами сварки и заряда конденсатора.

Очевидно, что $k_i = k_q$.

Известно, что между напряжением на конденсаторе U и количеством электричества Q_3 существует зависимость $U = Q_3 / C$, где C – величина ёмкости конденсатора. Следовательно по значению напряжения на конденсаторе $C1$ можно определить величину Q_3 , которая пропорциональна (коэффициент пропорциональности k_q) количеству электричества, затраченного на сварочный процесс за время t . Одной из основных задач, которую необходимо было решить при разработке рассматриваемой схемы измерения, является исключение естественного экспоненциального закона заряда конденсатора, которое неприемлемо для вышеопределённых линейных законов измерения. Для этих целей в схеме предусмотрено слеже-

ние за током заряда конденсатора $C1$ вне зависимости от напряжения на нём U_{C1} . Такое слежение осуществляется за счёт сравнения напряжений между резисторами $R4$ и $R5$ на переходе эмиттер – база транзистора. Изменение напряжения на резисторе $R5$ ΔU_{R5} в точности повторяет изменение напряжения на резисторе $R4$ ΔU_{R4} , следовательно, пропорционально повторяет изменение тока заряда конденсатора ΔI_3 .

Ток заряда конденсатора $C1$ пропорционален напряжению на выходе операционного усилителя $DA1$, которое в свою очередь пропорционально напряжению на шунте $RS1$, через который проходит ток сварки $I_{св}$. Необходимость в использовании операционного усилителя обуславливается низким уровнем напряжения, снимаемого с шунта. Для того чтобы этот усилитель не вносил нелинейных искажений в систему измерения, его построение выполнено по параметрической схеме. При этом в схеме используется принцип широтно-импульсного модулирования с задающим генератором линейного пилообразного напряжения, построенным на следующих основных элементах: $VT1$, $VD1$, $C2$.

В схему устройства введён таймер, посредством которого ведётся определение времени, в течение ко-

торого проходит сварочный ток. Кроме этого, при помощи таймера определяется время подачи электродной проволоки и устанавливается длина поданной её участка.

Очевидная простота предлагаемого схемного решения позволяет достаточно легко повторить её практически в любой сварочной лаборатории и применить для сравнительной оценки того или иного дугового технологического процесса, а также оборудования, которое используется на предприятии.

Экспериментальная проверка схемы измерения количества затрачиваемого на процесс электричества, проводилась при сварке в среде углекислого газа электродными проволоками типа Св08Г2С диаметрами 0,8...1,2 мм с дополнительным использованием специально разработанного цифрового измерения длины электродной проволоки l_3 поданной за время, определённого таймером. С рассмотренной системой измерения оказалось возможным оценить удельные затраты электричества $q_{пл}$ на расплавление единицы объёма электродной проволоки диаметром d_3 , в итоге определяемые в следующем виде

$$q_{пл} = \frac{4 \cdot Q_{св}}{\pi \cdot d_3 \cdot l_3} = \frac{k_q \cdot Q_3}{\pi \cdot d_3 \cdot l_3} \quad (3)$$

При этом предварительно коэффициент k_q определяется из передаточных отношений делителей и усилителя схемы измерения, а затем уточняется при помощи прямых экспериментальных измерений.

Реальные измерения расхода электричества на плавление электродной проволоки производились для трёх вышерассмотренных типов переноса электродного металла с использованием дугового механизированного оборудования трёх конструкций:

- полуавтомат с обычной невозмущённой подачей электродной проволоки;
- полуавтомат с импульсной подачей электродной проволоки, осуществляемой механизмом с односторонними захватами и электромагнитным приводом [7];
- полуавтомат с импульсной подачей электродной проволоки, осуществляемой механизмом с односторонними захватами и электромагнитным приводом с использованием дополнительного импульсного источника питания дуги и системы управления, обеспечивающей определённый алгоритм получения импульсов механического движения электродной проволоки и импульсов тока [8]. Держатели всех трёх полуавтоматов одинаковой длины закреплялись в специальный механизм их перемещения относительно наплавляемой пластины для создания идентичных условий для дугового процесса. Время ведения процесса выбиралось одним и тем же и составляло 5 и 10 с. Режимы ведения наплавки выставлялись одинаковыми и составляли по электромагнитным приборам 100 А и 20 В. В качестве основного источника использовался сварочный выпрямитель типа ВС300Б. В качестве шунтов применялись несколько последовательно

включённых шунтов типа 75ШСМ. Реальные значения длин поданной электродной проволоки l_3 за время t определялись цифровым измерителем длины.

Характерные осциллограммы токов дугового процесса для трёх реализуемых типов переноса электродного металла показаны на осциллограммах рис. 2. Необходимо отметить, что при представленных разных типах переносов оказываются различными временные параметры циклов (время короткого замыкания и холостого хода, а также частота циклов переноса) и значения режимов дугового процесса. Возможность изменения временных параметров при сварке с короткими замыканиями дугового промежутка позволяет в определённых пределах регулировать скорость плавления электродной проволоки.

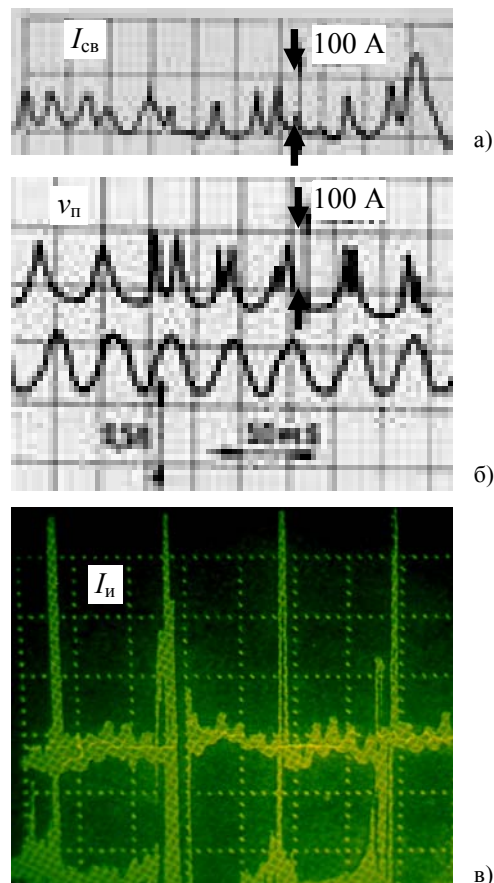


Рис. 2. Осциллограммы тока сварки при переносах: а – с естественными короткими замыканиями; б – с управляемыми короткими замыканиями; в – с управлением переносом без коротких замыканий; $v_{п}$ – скорость перемещения проволоки при импульсной подаче; $I_{и}$ – ток импульсного источника

Результаты измерений и вычислений удельного расхода электричества для разных типов переноса электродного металла представлены в табл. 1.

Таблица 1

Виды переноса электродного металла	С естественными короткими замыканиями	С управляемыми короткими замыканиями		Без коротких замыканий	
		Ускорение в импульсе m/c^2 , 20...30	Ускорение в импульсе m/c^2 , 40...60	Величина импульса тока, А, 50	Величина импульса тока, А, 100
Удельный расход электричества, $q_{пл}$, А·С/мм ³	2,0...2,1	2,1...2,3	1,9...2,0	1,8	до 1,6

Следует обратить внимание на тот факт, что при импульсной подаче электродной проволоки, когда достигается эффект управления короткими замыканиями в виде их упорядочивания, может быть получено некоторое превышение расхода электричества в сравнение с процессом сварки, имеющим естественные короткие замыкания дугового промежутка. Нами экспериментально установлено, что такие превышения характерны для ряда случаев сварки с импульсной подачей:

- при низких частотах импульсов подачи, при которых шаги подачи превышают оптимальные и рекомендуемые по литературе [9], хотя процесс сварки при этом остаётся устойчивым, а технологические преимущества проявляются достаточным образом;

- при низких значениях ускорений в импульсе движения электродной проволоки с расплавленной каплей на торце.

Объяснить такие превышения расхода электричества можно, по нашему мнению, тем, что во всех исследованных случаях время короткого замыкания, в течение которого не происходит эффективного плавления электродной проволоки, превышает время естественных коротких замыканий. Кроме этого, при определённых параметрах импульсов сокращается время пребывания расплавленной капли на торце электродной проволоки, что также способствует повышению эффективности её плавления.

Можно предположить, что нечто подобное происходит и при управлении переносом электродного металла за счёт импульсных алгоритмов работы источников питания дуги.

Из вышеизложенного очевидно, что при импульсной подаче электродной проволоки, параметры импульсов весьма существенно влияют на энергозатраты при ведении дуговых процессов. Очевидно, что при выборе параметров импульсов, определяющих устойчивость процесса, формирование шва, потери электродного металла, должно быть учтены и энергетические затраты.

Одним из способов значительного снижения энергозатрат при сварке с короткими замыканиями является процесс с когерентным управлением переносом электродного металла, при котором на каплю расплавленного электродного металла действуют две импульсных составляющих: механическая за счёт импульсной подачи и электрическая: за счёт использования импульсного источника питания дуги. При определённых алгоритмах одновременного воздействия этих составляющих может быть достигнут эффект сварки короткой дугой без коротких замыканий, который кроме технологических преимуществ позволяет существенно экономить электроэнергию.

Интересным является вопрос энергетических затрат при дуговых процессах сварки и наплавки длинной дугой без коротких замыканий. Здесь при импульсной подаче электродной проволоки также возможно некоторое снижение затрат электроэнергии в сравнение с процессами, когда подача носит неизменный характер. Это снижение не столь значительно как при сварке с короткими замыканиями и объяснить его, по нашему мнению можно только сокращением

времени пребывания капли на торце электродной проволоки.

ВЫВОДЫ

1. Разработанный метод оценки энергетических затрат при механизированных дуговых процессах сварки, основанный на измерении количества электричества, затрачиваемого на плавление мерного отрезка электродной проволоки может быть, в основном, использован для сравнительных исследований энергетической эффективности того или иного способа дугового процесса с различными способами переноса электродного металла.

2. Механизированные дуговые процессы сварки и наплавки с управлением переносом электродного металла имеют значительные возможности по решению на их основе задач энергосбережения.

3. Выбор параметров импульсного воздействия на плавящуюся электродную проволоку должен включать в себя, кроме технологических воздействий, решение задач энергосбережения.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Лебедев В.К. Современные тенденции развития сварочных источников питания. Новые источники питания. Киев.- 1992.- С. 5-13.
- [2] Лебедев В.А., Пичак В.Г. Механизированная дуговая сварка в CO₂ с регулируемой импульсной подачей электродной проволоки // Сварочное производство.- 1998. - № 5. - С. 30-33.
- [3] Денисов Л.С., Барсуков И.В., Аполоник С.А. Разработка и анализ оборудования для сварки с попеременной подачей газов // Прогрессивная техника и технология машиностроения, приборостроения и сварочного производства. Тр. научн. конф. Киев. 1998.- Том 4.- С. 310-313.
- [4] Патент США № 3581053, кл.219-137 (B23K 9/00), 5.12.67р., Syncho-arc metal transfer.
- [5] Воробай Н.М. Параметры режимов и технологические возможности дуговой сварки с импульсной подачей электродной и присадочной проволоки // Автомат. сварка.- 1996. - № 10. - С. 3-9
- [6] Сараев Ю.Н. Управление переносом электродного металла при сварке в CO₂ с короткими замыканиями дугового промежутка (Обзор) // Автомат. сварка. – 1988. - № 12. - С. 16-23.
- [7] Лебедев В.А., Мошкин В.Ф., Пичак В.Г., Смолярко В.Б. Выбор конструкции одностороннего захвата для импульсной подачи электродной проволоки. // Сварочное производство -2001 .-№ 4.– С. 17-24.
- [8] Патон Б.Е., В.А. Лебедев, Микитин Я.И. Исследование одного способа когерентного управления процессом переноса электродного металла при механизированной дуговой сварке.
- [9] Потаповский А.Г. Сварка в защитных газах плавящимся электродом. – М.: Машиностроение, 1974, - 240 с.

Поступила 20.03.2007

АНАЛИЗ СОСТОЯНИЯ ПОВЕРХНОСТИ КАТОДА НА ОСНОВЕ СТАТИСТИЧЕСКОЙ ТЕОРИИ ТВЕРДОГО ТЕЛА

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. / факс (057) 707-66-01.

Враховуючи особливості нового контактної матеріалу, а саме термоємійну активність при виготовленні і експлуатації в реальних умовах, в роботі розглядається механізм взаємодії структурних складових кристалічної решітки при впливі електричних і магнітних полів, температури, термодинамічних процесів, які визначають утворення вакансій і дислокацій, на основі статистичної теорії твердого тіла.

Учитывая особенности нового контактного материала, а именно термоэмиссионную активность при изготовлении и эксплуатации в реальных условиях, в работе рассматривается механизм взаимодействия структурных составляющих кристаллической решетки при влиянии электрических и магнитных полей, температуры, термодинамических процессов, которые определяют образование вакансий и дислокаций, на основе статистической теории твердого тела.

ВВЕДЕНИЕ

Исследуя физические процессы на рабочей поверхности контактов, было обнаружено, что износ в местах контактирования имеет вид равномерного дисперсного распределения. Причиной такого распределения может быть активирующая добавка в композиционном материале контакта. Добавка имеет малую работу выхода электронов, что приводит к уменьшению работа выхода всей системы. Очевидно, малая работа выхода влияет на подвижность электрической дуги и равномерный износ рабочей поверхности контактов. Механизм взаимодействия кристаллических решеток материалов исследуемой композиции можно объяснять с различной точки зрения. Но все эти объяснения невозможны без анализа взаимодействия частиц и функционального образования как вакансий так и дислокаций.

АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ ИССЛЕДОВАНИЙ

Известно, что кристаллическая решетка представляет собой систему из N частиц, связанных друг с другом силами взаимодействия [1]. В этой системе могут происходить сложные колебания. Эти колебания эквивалентны совокупности упругих волн, распространяющихся в кристалле. В квантовой механике эти волны, также как и электромагнитные, квантованы [1, 2], и энергия некоторой волны с определенной частотой f и волновым вектором k , направление которого совпадает с направлением распространения волны ($k=1/\lambda$, где λ - длина волны) может иметь лишь значение $E = n \cdot h \cdot f$ (h - постоянная Планка, n - целое число). Величина импульса такой волны может быть равна: $p = n \cdot \frac{h}{v} \cdot f$ (v - скорость распространения волны). Кроме того, каждый кристалл характеризуется своим спектром разрешенных частот f , который достаточно сложный и распадается на ряд ветвей. Процессы, происходящие в кристаллической решетке и в ее зоне, основываются на зонной электронной теории твердого тела. Хотя эта теория полностью не

может объяснить взаимодействие частиц при влиянии различных факторов.

Если кристалл состоит из атомов разной природы, в зоны расщепляются дискретные уровни всех сортов атомов, причем число квантовых состояний в зоне, возникающей из уровня данного сорта атомов равно числу этих атомов, входящих в кристалл. В этом случае, кроме наименования уровня, из которого возникла данная зона, принято указывать и атом, которому соответствует этот уровень. Так, например, в щелочных соединениях типа MX основной заполненной зоной является Р- зона галлоида (PX - зона), тогда как зоной проводимости - S-зона металла- (SM-зона), рис. 1 [3].

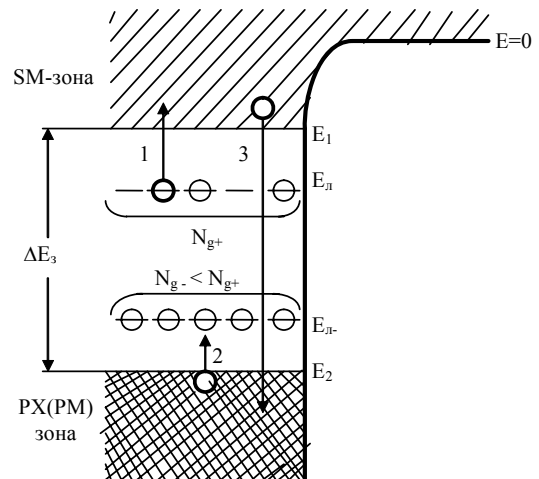


Рис. 1. Распределение электронов по энергетическим уровням

Если для некоторого твердого тела электрический интервал ΔE_3 между верхними уровнями заполненной зоны, т.е. основной или валентной, и нижними уровнями лежащей выше зоны (зона проводимости) небольшой, то при достаточно высокой температуре тепловое движение ионов решетки кристалла может возбудить часть электронов основной зоны и перевести их в состояние проводимости. При этих условиях

внешнее электрическое поле может создать асимметрию в распределении электронов по состояниям с импульсами, направленными по полю и против него, как для электронов основной зоны, так и зоны проводимости. Чем выше температура тела, тем больше электронов будет возбуждено и тем больше будет их эмиссия и электропроводность.

Если принять как бы за основу решение этой задачи, можно определить количество электронов dN или иначе говоря, найти закон распределения электронов по энергиям. Функция $f(E) = \frac{dN}{dE}$, характеризующая это распределение, определяется:

- функцией распределения плотности состояний dZ/dE ;

- вероятностью $\omega(E)$ заполнения квантового состояния с энергией E электроном:

$$f(E) = \frac{dN}{dE} = \frac{dZ}{dE} \cdot \omega(E). \quad (1)$$

Функция $\omega(E) = \frac{dN}{dZ}$ зависит от свойств частиц,

образующих систему.

При $T=0$ равновесным распределением любых частиц является распределение, соответствующее минимуму полной энергии ($Z=N$).

При $T>0$ равновесное состояние соответствует минимуму свободной энергии.

$$\omega(E) = \frac{dN}{dZ} = \frac{1}{\exp\left[\frac{E-E_0}{kT}\right] + 1}, \quad (2)$$

где E_0 - электрохимический потенциал системы (уровень Ферми); $k=p/h$ - волновой вектор для свободных электронов.

Из (1), учитывая (2) получим:

$$f(E) = \frac{dN}{dZ} = \frac{1}{\exp\left[\frac{E-E_0}{kT}\right] + 1} \cdot \frac{dZ}{dE}. \quad (3)$$

Распределение электронов по энергиям, исходя из (3) называется распределением Ферми.

Полное число электронов системы определяется

$$N = \int_0^{\infty} \frac{dN}{dE} \cdot dE. \quad (4)$$

Для определения закона распределения электронов по энергиям в металлах необходимо воспользоваться моделью для циклического кристалла, у которой обычные граничные условия заменяются условиями периодичности (Кармана-Борна).

$$\Psi(x, y, z) = \Psi(x + C_1L, y + C_2L, z + C_3L), \quad (5)$$

где C_1, C_2, C_3 - любые целые числа.

L -оболочка - расстояние, на котором расположен электрон от ядра атома.

Это условие приводит к квантованию импульса P и энергии W

$$P_x = \frac{h}{L} S_x, P_y = \frac{h}{L} S_y, P_z = \frac{h}{L} S_z; \quad (6)$$

$$W(S_x, S_y, S_z) = \frac{h^2}{2m \cdot L^2} (S_x^2 + S_y^2 + S_z^2), \quad (7)$$

где S_x, S_y, S_z - любые положительные и отрицательные числа, которые можно рассматривать как компоненты векторного квантового числа S , тогда

$$P_s = \frac{h}{L} S; \quad (8)$$

$$W_s = \frac{h^2}{2m \cdot L^2} \cdot S^2 = \frac{p^2}{2m}, k = S/L. \quad (9)$$

Таким образом, можно сказать, что спектр энергий электронов квазинейтральный.

Из (8) следует, что концы векторов импульсов соответствующие возможным квантовым состояниям, образуют в пространстве импульсов кубическую решетку с постоянной решеткой h/L , и с объемом элементарного куба h^3/L^3 . Поэтому число dZ'_p - число возможных квантовых состояний, соответствующих интервалу импульсов dp_x, dp_y, dp_z , равно:

$$dZ'_p = dS_x \cdot dS_y \cdot dS_z = \frac{L^3}{h^3} \cdot dp_x \cdot dp_y \cdot dp_z. \quad (10)$$

Число dZ'_w квантовых состояний, соответствующих интервалу энергий от W до $W+dW$, учитывая (9), определяется как число узлов решетки в пространстве импульсов, лежащих в шаровом слое, заключенном между сферами радиуса $p = (2m \cdot W)^{1/2}$ и

$$p + dp = (2m \cdot W)^{1/2} + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{2m}{W}\right)^{1/2} \cdot dW,$$

объем которого $4\pi \cdot p^2 \cdot dp = 2\pi \cdot (2m)^{3/2} \cdot W^{1/2} \cdot dW$, т.е.

$$dZ'_w = L^3 \cdot \frac{2\pi \cdot (2m)^{3/2}}{h^3} \cdot W^{1/2} \cdot dW. \quad (11)$$

Но в квантовом состоянии с данными S_x, S_y, S_z по принципу Паули могут находиться два электрона с противоположно ориентированными спинами и такое квантовое состояние имеет статистический вес, равным двум. Поэтому число состояний в интервале импульсов dp_x, dp_y, dp_z с учетом спина равно

$$dZ_p = \frac{2L^3}{h^3} \cdot dp_x \cdot dp_y \cdot dp_z \quad (12)$$

и в интервале энергий dW

$$dZ_w = L^3 \cdot \frac{2\pi \cdot (2m)^{3/2}}{h^3} \cdot W^{1/2} \cdot dW, \quad (13)$$

где dZ/dW - функция распределения плотностей состояний.

Эта теория может быть базой для изучения эмиссии электронов.

Исходя из положений теории твердого тела, можно сказать, что к сожалению, в большинстве свойства кристаллов связаны с нарушением периодичности строения кристаллической решетки. Структура, как известно, может быть равновесной в кристаллах стехиометрического состава при $T=0$. При $T>0$ часть ионов за счет теплового движения перейдет в междоузлия, появятся пустые узлы и междоузельные ионы. Это говорит о дефекте в строении решетки,

который увеличивается с увеличением температуры. К появлению дефектов в кристалле приводит также замена атомов или ионов кристалла атомами или ионами других веществ.

Реальные кристаллы содержат не только дефекты, но и дислокации, которые нарушают правильное чередование атомных плоскостей [3]. Поле внутренних напряжений при дислокации равно:

$$\sigma_{ij} \sim \frac{G \cdot b}{2\pi \cdot r}, \quad (14)$$

где r – расстояние в кристаллах; b – длина вектора Бюргерса (геометрическая характеристика дислокаций); G – модуль сдвига.

Энергия дислокационной петли радиуса R определяется следующим выражением:

$$E(R) = \frac{G \cdot b^2 \cdot R}{2(1-\nu)} \cdot \left(\ln \frac{8R}{a} - 1 \right), \quad (15)$$

где ν – коэффициент Пуассона; a – радиус обращения ($a \approx 2-3b$).

Появление неравновесных дефектов решетки в кристалле и эволюция его дефектной структуры определяется характером воздействия на кристалл внешних источников энергии: механических, электрических, магнитных и т.д. Кристалл аккумулирует энергию внешнего источника в виде кинетической энергии колебаний решетки и упругой энергии ее искажений, вызванных появлением дефектов. Возникающая при внешнем воздействии дефектная структура зависит не только от этого воздействия, но и типа решетки, вида межатомного воздействия, а также от свойств дефектов и их комплексов.

Вакансии, междоузельные и внедренные атомы перемещаются диффузионно, т.е. происходят термоактивируемые скачки на межатомное расстояние. Данный процесс легче объяснить, исходя из статистической теории твердого тела [4].

Для статического описания дислокационной структуры кристалла удобно ввести индикатор дислокаций: случайную величину $I^k(x,t)$, равную 1 в случае, если через элемент объема dx , окружающий точку x , проходит в направлении t дислокация с вектором Бюргерса b , и 0, если такая дислокация не проходит через dx . Набор возможных $b^{(k)}$, $k=1,2,\dots,K$ определяется типом кристаллической решетки. Среднее значение

$$\langle I^k(x,t) \rangle = p^k(x,t) \cdot dx \cdot d\Omega(t) \quad (16)$$

определяет унарное распределений дислокаций – вероятность того, что через элемент dx внутри телесного угла $d\Omega(t)$, охватывающего t , проходит элемент dl дислокации с вектором Бюргерса $b^{(k)}$. Среднее значение суммарной длины дислокаций в объеме V составляет:

$$L(V) = \sum_{k=1}^K \int dx \cdot dl \cdot \int_{\Omega(x)} p^k(x,t) d\Omega(t), \quad (17)$$

где $\Omega(x)$ – полный телесный угол для точки x . Отношение $L(V)/V = \rho$ (см/см³) определяет среднюю скалярную плотность дислокаций в объеме V . С помощью индикатора дислокаций можно найти упругие поля, вызываемые ансамблем дислокаций в кристалле.

$$\sigma_{ij}(x) = \sum_{k=1}^K \int dx_1 \cdot \int_{\Omega(x_1)} d\Omega(t) \cdot \delta \cdot [1 - I^k(x_1,t)] \cdot g_{ij}(x, b^{(k)}, x_1, t), \quad (18)$$

где $g_{ij}(x, b^{(k)}, x_1, t)$ – ij -ая компонента тензора напряжений, вызываемых в точке x элементом дислокации tdl с вектором Бюргерса $b^{(k)}$, проходящим через точку $x_1 \delta(u)$ – дельта-функция Дирака. Корреляционный тензор поля внутренних напряжений имеет вид:

$$B_{ij \ln}(x, r) = \langle \sigma_{ij}(x) \sigma_{ln}(x+r) \rangle = \sum_{k=1}^K \sum_{s=1}^K \int dx_1 \cdot \int_V dx_2 \times \\ \times \int_{\Omega(x_1)} d\Omega(t_1) \cdot \int_{\Omega(x_2)} d\Omega(t_2) \cdot g_{ij}(x, b^{(k)}, x_1, t_1) \times \\ \times g_{ln}(x+r, b^{(s)}, x_2, t_2) \cdot \langle I^k(x_1, t_1) \cdot I^s(x_2, t_2) \rangle. \quad (19)$$

Среднее значение

$$\langle I^k(x_1, t_1) \cdot I^s(x_2, t_2) \rangle = \\ = p^{(k,s)}(x_1, t_1, x_2, t_2) \cdot dx_1 \cdot dx_2 \cdot d\Omega(t_1) \cdot d\Omega(t_2) \quad (20)$$

определяет бинарное распределение дислокаций – вероятность того, что одновременно через dx_1 и dx_2 внутри $d\Omega(t_1)$ и $d\Omega(t_2)$ происходят дислокации с векторами Бюргерса $b^{(k)}$ и $b^{(s)}$.

Вклад ансамбля дислокаций в среднее значение упругой энергии кристалла объема V определяется в соответствии с:

$$E(V) = \frac{1}{2} \int_V s_{ijkl} \cdot \sigma_{ij}(x) \cdot \sigma_{kl}(x) \cdot dx. \quad (21)$$

Через корреляционный тензор:

$$E(V) = \frac{1}{2} \int_V s_{ij \ln} \cdot B_{ij \ln}(x, 0) \cdot dx.$$

Величину $E(V)$ можно записать через бинарные распределения (20):

$$E(V) = \sum_{k=1}^K \sum_{s=1}^K \int dx_1 \cdot \int_V dx_2 \cdot \int_{\Omega(x_1)} d\Omega(t_1) \cdot \int_{\Omega(x_2)} d\Omega(t_2) \times \\ \times E_i^{(ks)}(x_1, t_1, x_2, t_2) \cdot p^{(ks)}(x_1, t_1, x_2, t_2), \quad (22)$$

где $E_i^{(ks)}(x_1, t_1, x_2, t_2)$ – энергия взаимодействия элемента $t_1 d_1$ дислокации с вектором Бюргерса $b^{(k)}$, проходящего через dx_1 и элемента дислокации $t_2 d_2$ с вектором Бюргерса $b^{(s)}$, проходящего через dx_2 . Движение дислокации при изменении внешнего параметра Q , (приложенная нагрузка напряженности электрического или магнитного поля, температуры, и т.д.) определяется вероятностью того, что фиксированный элемент dl дислокации с вектором Бюргерса $b^{(k)}$, прошедший в момент Q , через dx , к моменту Q_1 будет проходить через dx_1 в направлении t_1 .

Вероятность распределения, определяющая деформацию кристалла и работу, совершающую внешним источником в ходе дислокационной структуры показана как:

$$\omega^{(k)}(Q, x, t, Q_1, x_1, t_1) \cdot dx \cdot d\Omega(t) \cdot dx_1 \cdot d\Omega(t_1). \quad (23)$$

Учитывая, что энергия кристалла записывается через бинарные распределения, то можно получить кинетические уравнения, определяющие эволюцию унарных и бинарных распределений дислокаций в

зависимости от Q из условий минимума энергии системы кристалл + внешний источник энергии.

Таким образом, для полного статистического описания дислокационной структуры кристалла заданного типа на разных стадиях его деформации необходимо решить кинетические уравнения, определяющие эволюцию поля индикатора дислокаций бинарных распределений (20); поля внутренних напряжений (18) в зависимости от внешнего напряжения τ , температуры T , содержания примесей и т.д.; вероятностей (23).

Для анализа образования вакансии необходимо воспользоваться термодинамическими величинами, которые характеризуют образование вакансий

$$G_v^f(P, T) = \hat{G}_v^f - (T - T_m) \cdot \hat{S}_v^f + P \hat{V}_v^1 - \frac{(T - T_m)^2}{2T_m} \cdot (\hat{C}_v^f)_P - \frac{1}{2} P^2 \cdot \hat{\beta}_v^f \cdot \hat{V}_v^f + P(T - T_m) \cdot \hat{\alpha}_v^f \cdot \hat{V}_v^f, \quad (24)$$

где G_v^f - потенциал Гиббса, связанный с образованием вакансий; P - давление; T - температура системы; T_m - температура плавления; S_v^f - энтальпия системы; V_v^f - объем кристалла; C_v^f - теплоемкость образования дефекта; β_v^f - коэффициент сжимаемости кристалла; α_v^f - коэффициент теплового расширения кристалла;

Значком $\hat{}$ отмечены термодинамические величины при нулевом давлении и температуре плавления.

Теплоемкость при постоянном давлении, стоящая в четвертом слагаемом (24), определяется термодинамическим соотношением:

$$\left(\frac{\partial S_v^f}{\partial T} \right)_P = \frac{(C_v^f)_P}{T}. \quad (25)$$

Величину четвертого члена в разложении (24) можно оценить, зная теплоемкость образования дефекта. Теплоемкость при постоянном давлении и постоянном объеме связаны друг с другом следующим образом:

$$(C_v^f)_P = (C_v^f)_V + T \left[\frac{V' \cdot \alpha^2}{\beta'} - \frac{V^0 \cdot \alpha^0^2}{\beta^0} \right]. \quad (26)$$

Объем, занимаемый вакансией, однако меньше атомного объема, т.к. атомы, окружающие вакансию, движутся по направлению к ее центру, стремясь занять новое равновесное положение, в котором восстановились бы действовавшие на них силы отталкивания, исчезнувшие после удаления атома из узла решетки. Этот процесс приводит к изменению полного объема на отрицательную величину V^R , называемую релаксированным объемом. Таким образом, если через v обозначить атомный объем, то

$$V_v^f = v + V^R. \quad (27)$$

Релаксированный объем состоит из двух частей. Когда в кристалле происходит подобная релаксация, любая поверхность с центром в месте расположения

вакансии, удерживаемая окружающими атомами, сжимаясь, уменьшает объем на величину ΔV^∞ . Искажения в расположении атомов вокруг вакансии приводят к возникновению напряжений во всем кристалле. Однако, поверхность кристалла должна быть свободна от напряжений и для этого необходимо приложить дополнительные силы изображения.

Более точный расчет должен опираться на рассмотрение силовых постоянных атомов, окружающих вакансию и включать вычисление по этим постоянным измененных частот колебаний. Для обоснования методов обработки экспериментальных данных можно принять, что теплоемкость $(C_v^f)_V$ является малой величиной, т.к. никакие улучшения точности расчета не увеличат ее значения -0,005k до такого, чтобы появилась необходимость при интерпретации эксперимента учитывать в разложении (24) четвертое слагаемое. Следовательно:

$$G_v^f \approx \hat{G}_v^f - (T - T_m) \cdot \hat{S}_v^f + P \hat{V}_v^f \quad (28)$$

или

$$G_v^f = \hat{U}_v^f - T \hat{S}_v^f + P \hat{V}_v^f. \quad (29)$$

Приближение, сделанное в (29) сохраняет силу, если только изменение объема под действием сил изображения мало, и коэффициенты теплового расширения и сжимаемости в области кристалла вблизи вакансии не слишком сильно отличаются от своих значений для идеального кристалла. Хотя трудно утверждать это однозначно.

ВЫВОДЫ

В результате проведенного анализа установлено, что законы квантовой механики распространяются не только на однородные, но и на неоднородные поверхности катода.

Как показали исследования нового контактного материала, взаимодействие элементов контактной композиции приводит к изменению свойств в соответствии с механизмом, рассмотренным в данной работе.

Таким образом, полученные результаты дают возможность понять процесс быстрого перемещения основания дуги по рабочей поверхности контактов, что будет способствовать эффективному гашению электрической дуги и уменьшению эрозии поверхности.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] А. Коттрелл. Строение металлов и сплавов. - London (EI) WARR ARNOLD (PUBLISHERS) LTD., 1960, - 289 с., ил.
- [2] Добрецов Л.Н., Гомоюнова М.В. Эмиссионная электроника. - М.: 1966., - 564 с, ил.
- [3] Займан Дж. Современная квантовая теория, изд-во "Мир", 1971.
- [4] Хирт Дж., Лоте И., Теория дислокаций, Атомиздат, М., 1972.

Поступила 23.04.2007

К ВОПРОСУ О ВРЕМЕНИ СРАБАТЫВАНИЯ АВТОМАТИЧЕСКИХ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ В ЗОНЕ ТОКОВ ПЕРЕГРУЗКИ

Терешин В.Н., д.т.н., проф., Богданова Л.Е.,

Украинская государственная академия железнодорожного транспорта

Украина, 61050, Харьков, пл. Фейербаха, 7, УкрГАЗТ, кафедра "Электротехника и электрические машины",

Представлено результати аналізу впливу на час спрацьовування автоматичних вимикачів при малих струмах перевантаження приведеної маси до кінця термоелемента, що впливає, термобіметалічного розчіплювача частин, що переміщуються, по визначеному шляху відключення.

Представлены результаты анализа влияния на время срабатывания автоматических выключателей при малых токах перегрузки приведенной массы к воздействию концу термоэлемента термобиметаллического расцепителя перемещающихся частей по определенному пути отключения.

ВВЕДЕНИЕ

Время срабатывания автоматических выключателей (АВ) на токах перегрузки I_{Π} ($1.05I_N \leq I_{\Pi} < 10I_N$, где I_N - номинальный ток АВ) определяется, прежде всего, скоростью нарастания температуры нагрева термоэлемента (ТЭ) $\vartheta_2(\tau) = [t_2(\tau) - t_0]$ ($t_2(\tau)$ - температура ТЭ, t_0 - температура окружающей среды, τ - текущее время протекания тока I_{Π} через ТЭ).

Таким образом, величина перемещения S свободного конца ТЭ и развиваемое им при этом усилие F_2 являются функциями времени τ

$$S = \frac{Al_2^2}{\delta_2} \vartheta_2(\tau); \quad (1)$$

$$F_2 = \frac{AE_2 b_2 \delta_2^2}{4l_2} \vartheta_2(\tau), \quad (2)$$

где A - удельный изгиб; δ_2, l_2 и b_2 - соответственно толщина, длина и ширина ТЭ; $\vartheta_2(\tau)$ - превышение температуры ТЭ над температурой окружающей среды; E_2 - модуль упругости Юнга.

Однако исследования показали, что время срабатывания АВ $\tau_{ср}$ отстает от времени нарастания температуры нагрева $\vartheta_2(\tau)$ ТЭ. На рис. 1,а показана зависимость нарастания температуры перегрева ТЭ (ϑ_2 - сплошная линия) от времени, а на рис. 1,б - зависимость температуры перегрева ТЭ от величины перемещения воздействующего конца ТЭ на рейку механизма свободного расцепления АВ. Экспериментальные исследования показали, что срабатывание АВ происходит

за время $\tau_{ср} = 600$ с, и перемещение воздействующего конца ТЭ при этом составляет 2 мм ($S_{ср}$). Из рис. 1,а видно, что за 600 с $\vartheta_2 = 80^\circ\text{C}$, а из рис. 1,б следует, что перемещению воздействующего конца ТЭ $S_{ср} = 2$ мм соответствует температура перегрева ТЭ $\vartheta_2 = 55^\circ\text{C}$. В соответствии с рис. 1,а для температуры перегрева ТЭ $\vartheta_2 = 55^\circ\text{C}$ время нагрева составляет всего 250 с. Это в 2,4 раза меньше, чем экспериментальные данные времени срабатывания АВ.

Можно предположить, что такое расхождение обусловлено тем, что не учтена инерционность перемещающихся масс АВ по определенному пути отключения.

Примером термобиметаллического расцепителя АВ является механизм, принцип действия которого схематически изображен на рис. 2 (рис. 2,а - взведенное состояние АВ, рис. 2,б - АВ после срабатывания).

Приведем действующие силы механизма свободного расцепления АВ к свободному концу ТЭ и обозначим перемещение свободного конца ТЭ от начального положения через S . Диаграмма сил в зависимости от перемещения S изображена на рис. 3.

На участке "0- S_0 " перемещению свободного конца ТЭ от начального положения $S = 0$ противодействующие силы механизма свободного расцепления АВ не препятствуют и потому в соответствии с [1] и рис. 3 можно записать

$$F_{20} = \frac{F_{2M}}{S_M} (S_M - S_0), \quad (3)$$

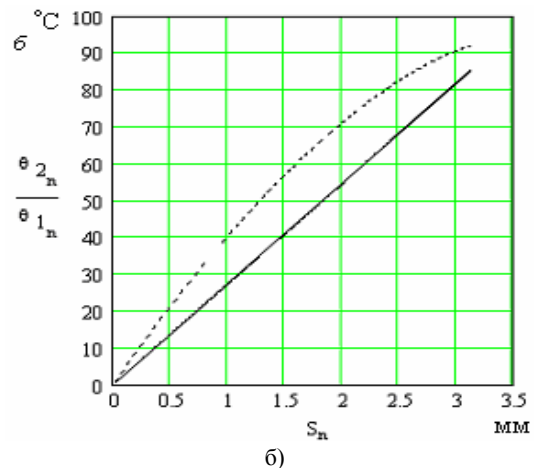
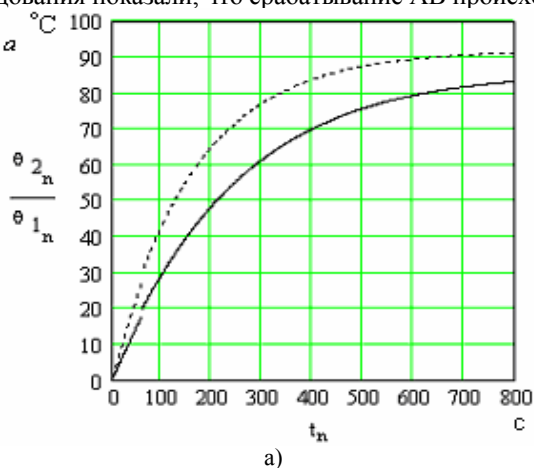


Рис. 1

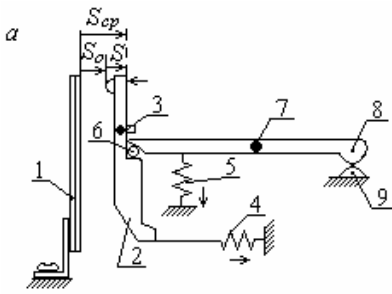


Рис. 2

1 – ТЭ; 2 – рейка механизма свободного расцепления; 3 – ось вращения рейки; 4 – пружина рейки 2; 5 – противодействующие усилия механизма свободного расцепления; 6 – стальной валик; 7 – ось вращения механизма свободного расцепления; 8-9 – контактная система АВ

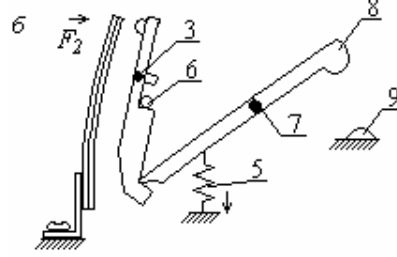
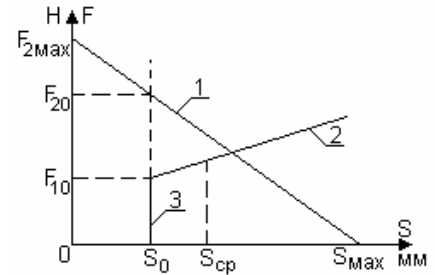


Рис. 3



1 – сила, развиваемая свободным концом ТЭ при его деформации; 2 – сила противодействующей пружины 4 рейки механизма свободного расцепления; 3 – сила трения покоя механизма свободного расцепления АВ

где $F_{2M} = p^2 F_{2H}$ - наибольшая развиваемая свободным концом ТЭ сила при $S = 0$; S_M - наибольшее перемещение свободного конца ТЭ при $F_2 = 0$; F_{2H} - сила, развиваемая свободным концом ТЭ при установившемся его нагреве номинальным током I_H ;

$p = \frac{I_{II}}{I_H}$ - кратность тока перегрузки.

Время перемещения свободного конца ТЭ на участке "0-S₀" можно определить из известного выражения

$$S_0 = S_M \left(1 - e^{-\frac{\tau_0}{T}}\right), \quad (4)$$

где T - постоянная времени нагрева ТЭ; τ_0 - время, соответствующее положению свободного конца ТЭ, при котором $S = S_0$.

После соответствующих преобразований из (4) получим

$$\tau_0 = T \ln \frac{S_M}{S_M - S_0}. \quad (5)$$

На участке "S₀- S_{cp}" (рис. 3) принцип действия термометаллического расцепителя по рис. 2 схематически показан на рис. 4. Рассмотрим зависимость для времени срабатывания АВ. Приведем действующие силы к свободному концу ТЭ. Диаграмма сил в зависимости от перемещения свободного конца ТЭ изображена на рис. 3. Как видно из рис. 3 ТЭ подвержен тепловой деформации, зависящей от температуры (зависимость 1), а после достижения воздействующим концом ТЭ рейки механизма свободного расцепления АВ – также механической деформации (зависимость 3-2), которая достигает максимума в момент срабатывания АВ.

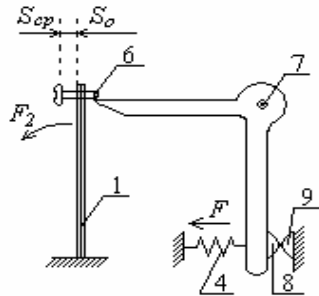


Рис. 4

Имеющие место процессы протекают независимо. Для расчета времени срабатывания АВ при токах перегрузки достаточно проследить за изменением температурного режима до момента расцепления. Ус-

ловие расцепления включает в себя полученные тепловые деформации за вычетом обратно направленных механических.

Сила, развиваемая свободным концом ТЭ, в произвольном положении S , будет определяться

$$F_2 = F_{2M} \left(1 - e^{-\frac{\tau_0 + \tau}{T}}\right) - K_2 S, \quad (6)$$

где $K_2 = \frac{E_2 b_2 \delta_2^3}{4l_2^3}$ - механическая постоянная ТЭ.

Сила, с которой механизм свободного расцепления АВ действует на свободный конец ТЭ, будет определяться

$$F_1 = F_{10} + K_1 S, \quad (7)$$

где F_{10} - сила трения покоя механизма свободного расцепления АВ в положении $S = S_0$ (рис. 3); K_1 - постоянная противодействующей пружины 4.

Разность этих сил условно можно назвать ускоряющей силой ΔF

$$\Delta F = F_2 - F_1 = \left[p^2 F_{2H} \left(1 - e^{-\frac{\tau_0 + \tau}{T}}\right) - K_2 S \right] - (F_{10} + K_1 S). \quad (8)$$

($F_{10} + K_1 S$).

Введем обозначение

$$F_{10} = p^2 F_{2H} \left(1 - e^{-\frac{\tau_0}{T}}\right) = p_0 F_{2H}.$$

Тогда подставив это в (8), получаем

$$\Delta F = p^2 F_{2H} - p^2 F_{2H} \left(1 - e^{-\frac{\tau_0}{T}}\right) - p^2 F_{2H} e^{-\frac{\tau_0}{T}} e^{-\frac{\tau}{T}} - KS, \quad (9)$$

где $K = K_1 + K_2$.

После упрощений выражение (9) примет вид

$$\Delta F = p^2 F_{2H} e^{-\frac{\tau_0}{T}} \left(1 - e^{-\frac{\tau}{T}}\right) - KS. \quad (10)$$

Введем обозначение

$$\Delta F_K = p^2 F_{2H} e^{-\frac{\tau_0}{T}} = F_{2M} e^{-\frac{\tau_0}{T}}.$$

После этого выражение (10) преобразуется

$$\Delta F = \Delta F_K \left(1 - e^{-\frac{\tau}{T}}\right) - KS. \quad (11)$$

Так как ускоряющая сила ΔF равна произведе-

нию приведенной массы m к свободному концу ТЭ 1 на ускорение $S'' = \frac{d^2 S}{dt^2}$, то уравнение (11) будет иметь вид

$$mS'' + KS = \Delta F_K \left(1 - e^{-\frac{\tau}{T}}\right). \quad (12)$$

Приведем уравнение (12) к нормализованному виду

$$S'' + \frac{K}{m} S = \frac{\Delta F_K}{m} \left(1 - e^{-\frac{\tau}{T}}\right). \quad (13)$$

Введем обозначение $a = \sqrt{\frac{K}{m}}$.

Тогда (13) примет вид

$$S'' + a^2 S = \frac{\Delta F_K}{m} \left(1 - e^{-\frac{\tau}{T}}\right). \quad (14)$$

Проинтегрируем уравнение (14) при начальных условиях $\tau = \tau_0$, $S = S_0$ и $S' = 0$.

В уравнении (14) не учитывается демпфирование за счет трения движущихся масс о воздух. Однако при коротком пути существенной ошибки не появляется.

Решением уравнения (14) после соответствующих преобразований будет [2]

$$S = \frac{\Delta F_K}{ma^2(1+a^2T^2)} \left\{ a^2 T^2 \left(1 - e^{-\frac{\tau}{T}}\right) - \sqrt{1+a^2T^2} * \right. \quad (15)$$

$$\left. \sin \left[a\tau + \operatorname{arcsin} \frac{1}{\sqrt{1+a^2T^2}} \right] \right\}.$$

Так как $T \gg 1$, а для АВ $1 < a < 2$, то $aT \gg 1$, тем более $a^2T^2 \gg 1$. Тогда

$$\left. \begin{aligned} (1+a^2T^2) &= a^2T^2 \\ \sqrt{(1+a^2T^2)} &= aT \\ \frac{1}{\sqrt{(1+a^2T^2)}} &= 0 \\ \operatorname{arcsin} \frac{1}{\sqrt{(1+a^2T^2)}} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

В соответствии с (16) выражение (15) примет вид

$$S = \frac{\Delta F_K}{ma^4T^2} \left[a^2T^2 \left(1 - e^{-\frac{\tau}{T}}\right) - aT \sin a\tau \right]. \quad (17)$$

После преобразования (17) получим

$$S = \frac{\Delta F_K}{ma^2} \left[\left(1 - e^{-\frac{\tau}{T}}\right) - \frac{\sin a\tau}{aT} \right]. \quad (18)$$

Так как $0 \leq \sin a\tau \leq 1$ при любых значениях τ , то в соответствии с (16) и после подстановки $a = \sqrt{\frac{K}{m}}$ выражение (18) примет вид

$$S = \frac{\Delta F_K}{K} \left(1 - e^{-\frac{\tau}{T}}\right). \quad (19)$$

Как видно из (19) при скоростях нарастания температуры нагрева ТЭ ($T \geq 100$ с) приведенная к концу ТЭ масса m перемещающихся частей АВ по определенному пути отключения не влияет на время срабатывания АВ. В выражении (19) можно считать

$$\Delta F_K = F_{20} - F_{10}.$$

Время срабатывания АВ на участке " $S_0 - S_{cp}$ " в соответствии с (19) будет определяться

$$\tau = T \ln \frac{\Delta F_K}{\Delta F_K - KS}. \quad (20)$$

Таким образом полное время срабатывания АВ на токах перегрузки τ_{cp} будет определяться

$$\tau_{cp} = \tau_0 + \tau. \quad (21)$$

Подставляя в выражение (21) вместо τ_0 и τ их выражения из (5) и (20) соответственно, получим

$$\tau_{cp} = T \ln \frac{S_M}{S_M - S_0} + T \ln \frac{\Delta F_K}{\Delta F_K - K(S_{cp} - S_0)}. \quad (22)$$

Используя известную формулу $\ln a + \ln b = \ln ab$ выражение (22) для времени срабатывания АВ примет вид

$$\tau_{cp} = T \ln \frac{\Delta F_K \cdot S_M}{(S_M - S_0)[\Delta F_K - K(S_{cp} - S_0)]}. \quad (23)$$

Для случая, рассмотренного в статье, время срабатывания АВ в соответствии с формулой (23) составило 390,9 с, что на 56% больше, чем в предыдущем расчете ($\tau_{cp} = 250$ с рис. 1). Однако это время еще меньше экспериментального (600 с) на 35%.

Очевидно, что причины отставания времени срабатывания АВ τ_{cp} от времени нарастания температуры ТЭ следует дополнительно искать в других физических процессах, протекающих в АВ при нагреве ТЭ. Например, разброс S_{cp} на 5% приводит к изменению времени срабатывания АВ на 18%. С другой стороны, при неизменном значении S_{cp} перераспределение между S_0 и $(S_{cp} - S_0)$ на 5% приводит к изменению τ_{cp} только на 4%.

ВЫВОДЫ

1. При нагреве ТЭ термобиметаллического расцепителя АВ с постоянной времени нагрева $T \geq 100$ с приведенная к воздействию концу ТЭ масса m перемещающихся частей АВ по определенному пути отключения не влияет на время срабатывания АВ.

2. Учет характера противодействующих сил с качественной и количественной стороны позволил значительно приблизить расчетное время срабатывания к экспериментальному.

3. Расхождение времени срабатывания АВ между экспериментальными (600 с) и расчетными (391 с) значениями обусловлено тем, что не учтены некоторые физические процессы, возникающие в АВ при его нагреве током перегрузки (уменьшение упругости пружины, увеличение сил трения и т.п.).

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Методологические основы расчета термобиметаллических механизмов электромеханических устройств защиты / В.Н. Терешин, Л.Е. Богданова // *Электротехника і електромеханіка*, 2006, №6, С. 41-44.
- [2] Кашпар Ф. Термобиметаллы в электротехнике. – М.: Госэнергоиздат. 1961.

Поступила 26.04.2007

ЭВРИСТИЧЕСКОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ МАКСИМАЛЬНОГО ЧИСЛА ЭЛЕКТРОННЫХ ПОЛУВОЛН ДЕ БРОЙЛЯ В МЕТАЛЛИЧЕСКОМ ПРОВОДНИКЕ С ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ТОКОМ ПРОВОДИМОСТИ

Баранов М.И., д.т.н., с.н.с.

НИПКИ "Молния" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61013, Харьков, ул. Шевченко, 47, НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ"
тел. (057) 707-68-41, факс (057) 707-61-33, E-mail: nipkimolniya@kpi.kharkov.ua

На основі закономірностей атомної і квантової фізики запропоноване наближене співвідношення для розрахунку можливого максимального числа електронних напівхвиль де Бройля в тонкому металевому провіднику з постійним або перемінним (імпульсним) електричним струмом провідності.

На основе закономерностей атомной и квантовой физики предложено приближенное соотношение для расчета возможного максимального числа электронных полувольт де Бройля в тонком металлическом проводнике с постоянным или переменным (импульсным) электрическим током проводимости.

ВВЕДЕНИЕ

Применение известных методов и фундаментальных положений квантовой механики и электродинамики к задачам электротехники (электрофизики) открывает перед нами (учеными и специалистами в области электричества) определенные перспективы в углублении наших знаний, лежащих в основе указанных научных дисциплин и явлений электромагнетизма. Кроме того, по мнению автора, квантовомеханический подход к электрическим и магнитным явлениям может открыть для нас новые технологические аспекты практического использования искусственно (специально созданного человеком в земных условиях с помощью различных технических средств) и атмосферного (созданного независимо от человека самой природой) электричества. На этом научном пути наиболее целесообразным может оказаться веками проверенный способ (прием) решения возникающих перед человеческим обществом различных задач: «от простого к сложному». В истории физики и ее такого большого раздела как электромагнетизм одной из таких краугольных фундаментальных задач оказалась та, которая связана с научным описанием процессов образования и протекания в металлическом проводнике постоянного или переменного (импульсного) электрического тока проводимости. Еще со времен первых исследователей в XIX столетии этого электрофизического явления (например, со времен физических опытов великих итальянских и французских ученых Алессандро Вольты, Луиджи Гальвани и Андре Ампера [1]) для электротехников (электрофизиков) неизменным по своей сути оставался и остается в настоящее время весьма простой вопрос: как это происходит на микроскопическом (атомарном) уровне и за счет чего? Интерес к данному весьма актуальному вопросу стимулируется не только простым человеческим любопытством, но и особенно тем, что по большому счету на данном электрофизическом явлении (протекании электрического тока проводимости по проводнику) основана практически вся наша развитая индустриальная (бытовая) техническая сфера и соответственно земная цивилизация. Несмотря на

достаточно глубокое развитие сейчас научных основ электричества, электротехники (электрофизики), теоретической и квантовой физики, этот вопрос загадочным образом до сих пор почему-то остается слабо освещенным с квантовомеханических, а, значит, и с глубинных (микроскопических) физических позиций.

В ряде работ автора [2-5] ранее были изложены некоторые результаты по применению квантовомеханического подхода к изучению при определенных допущениях процессов формирования, распределения электрического тока проводимости и тепловыделения в тонком металлическом проводнике. Для полноты электромагнитной картины внутри материала такого проводника с электрическим током проводимости, обусловленной возникновением в нем стоячих электронных "дебройлевских" полувольт, описываемых соответствующими волновыми ψ – функциями (пси-функциями), эти электрофизические процессы требуют своего уточнения, детализирования и соответственно дальнейшего изучения и развития.

Целью статьи является теоретическое обоснование возможного выбора расчетным путем максимального числа электронных полувольт де Бройля, возникающих в металлическом проводнике с постоянным или переменным (импульсным) электрическим током проводимости, и экспериментальная проверка предлагаемого для этого выбора физического подхода.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЙ

Примем, что по исследуемому тонкому сплошному круглому металлическому проводнику цилиндрической формы (радиусом r_{Π} и длиной l_{Π}) вдоль его продольной оси OZ протекает известный из классической физики постоянный или переменный (импульсный) однополярный электрический ток проводимости $i_{\Pi}(t)$, равномерно распределенный по его поперечному сечению $S_{\Pi} = \pi r_{\Pi}^2$ (рис.). Пусть выполняется условие вида $l_{\Pi} \gg r_{\Pi}$, а неподвижный однородный проводник размещен в изоляционной газовой (конденсированной) среде при комнатной температуре, равной $\theta_0 = 20^{\circ}\text{C}$. Считаем, что в рассматриваемом

мом проводнике поведение в межатомном пространстве его материала свободных электронов, характеризующихся корпускулярно-волновым дуализмом, приближенно подчиняется одномерному временному волновому уравнению Шредингера и описывается соответствующими волновыми ψ -функциями [3, 6].

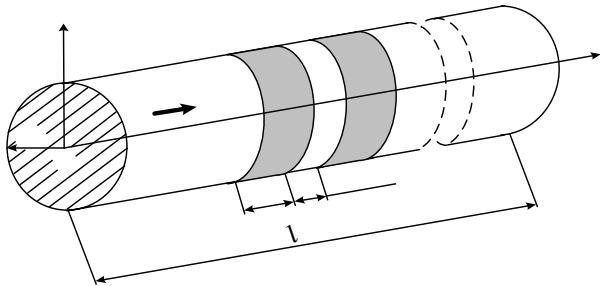


Рис. Расчетная модель круглого металлического проводника с электрическим током проводимости $i_{\Pi}(t)$

Исходя из известных положений квантовой механики и физики, считаем, что как связанные электроны в атомах, так и свободные электроны в межатомном пространстве материала металлического проводника подчиняются известной квантовой статистике Ферми – Дирака [6, 7]. Требуется на основе известных положений и закономерностей классической, атомной и квантовой физики разработать физический подход с его теоретическим и экспериментальным обоснованием по выбору возможного максимального числа электронных полувольт де Бройля в металлическом проводнике с постоянным или переменным (импульсным) электрическим током проводимости $i_{\Pi}(t)$.

2. ПРЕДЛАГАЕМЫЙ ФИЗИЧЕСКИЙ ПОДХОД ПО ВЫБОРУ ЧИСЛА ЭЛЕКТРОННЫХ ПОЛУВОЛН В ПРОВОДНИКЕ

В начале данного раздела нам следует остановиться на краткой характеристике приближенного устройства атома любого проводникового материала и его электронной конфигурации. В соответствии с классическими положениями атомной физики каждый атом металла проводника в своей центральной части содержит положительно заряженное ядро, состоящее из относительно тяжелых элементарных частиц с примерно одинаковыми массами (протонов p_e с положительным электрическим зарядом $+e_0$ и нейтронов n_{en} без электрического заряда, образующих объединенную частицу – нуклон) и окруженное вероятностным "облаком" сложной пространственной конфигурации связанных электронов с элементарным отрицательным электрическим зарядом $-e_0 = 1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл, вращающихся вокруг ядра атома по кольцевым (эллиптическим) орбитам, а также вокруг собственных осей [6]. Связанные электроны атома образуют электронные слои (оболочки), имеющие по мере удаления от ядра атома следующие обозначения: $K=1$; $L=2$; $M=3$; $N=4$; $O=5$; $P=6$; $Q=7$ [7]. Каждый электронный слой представляет собой совокупность связанных электронов, энергетические состояния которых определяются соответствующим одинаковым значением главного квантового

числа n атома вещества. При этом для слоя K главное квантовое число n , соответствующее номеру периода в периодической системе химических элементов Д.И. Менделеева, которому рассматриваемый материал проводника принадлежит, принимает численное значение $n=1$; для слоя $L-n=2$; для слоя $M-n=3$; для слоя $N-n=4$; для слоя $O-n=5$; для слоя $P-n=6$; для слоя $Q-n=7$ [7]. Внутри каждого электронного слоя атома связанные электроны распределяются по электронным подоболочкам, каждая из которых соответствует некоторому значению орбитального квантового числа l атома, равного $l=n-1$. Число связанных электронов на каждой подоболочке атома составляет $2(2l+1)$ [6, 7]. Поэтому, например, для электронного слоя K с $n=1$ и его электронов возможно только одно энергетическое состояние s ($l=0$), для слоя L с $n=2$ – состояния s ($l=0$) и p ($l=1$), а для слоя M с $n=3$ – состояния s ($l=0$), p ($l=1$) и d ($l=2$). В этой связи в атоме любого материала проводника число связанных электронов в состоянии s составляет 2, в состоянии p – 6, а в состоянии d – 10. В настоящее время в атомной физике придерживаются той научной позиции, что свободные электроны в материале любого проводника образуются из внешних (валентных) связанных электронов его атомов [6, 7]. С учетом изложенного выше ясно, что валентные электроны расположены на s ($l=0$) и p ($l=1$) подоболочках внешнего электронного слоя (внешней оболочки) атомов металла проводника. Их общее максимальное число в каждом атоме для наиболее распространенных проводниковых материалов (например, для меди Cu , серебра Ag , железа Fe , цинка Zn и алюминия Al) составляет согласно периодической системе элементов Д.И. Менделеева три (два на s -подоболочке и один на p -подоболочке) [6, 7]. Что касается непроводниковых материалов (например, инертных газов), то для них максимальное число валентных электронов, определяющих в этом случае химические и оптические свойства их атомов, может достигать восьми (два на s -подоболочке и шесть на p -подоболочке).

Появление свободных электронов в межатомном пространстве материала металлического проводника связано с энергетическим возбуждением валентных (внешних) электронов его атомов (например, за счет квантованной электромагнитной энергии, поступающей в атом извне) [7]. В случае, когда данная квантованная энергия принимает значение энергии ионизации, строго характерной для каждого из атомов вещества, связанный валентный электрон отделяется от электронной оболочки атома и становится свободным. Так, для такого широко используемого в электротехнике проводникового материала как медь Cu ее первый потенциал ионизации E_{01} , соответствующий указанной выше энергии ионизации, численно равен около $E_{01}=7,62$ эВ ($12,2 \cdot 10^{-19}$ Дж) [6]. Свободные электроны материала проводника под воздействием электрического напряжения, приложенного к концам проводника, как известно, начинают дрейфо-

Z

вать в определенном (продольном) направлении и группироваться в волновой электронный пакет (ВЭП) проводника, определяемый соответствующим дискретным набором собственных волновых ψ -функций, характеризующихся квантованной длиной полу волны $\lambda_{en_e}/2$ свободных электронов в материале металлического проводника, где $n_e = 1, 2, 3, \dots$ – целое квантовое число, равное номеру моды собственной волновой ψ -функции [2, 3, 5]. Именно ВЭП металлического проводника (квантованный дискретный набор собственных волновых ψ -функций проводника) и определяет характер распределения (движения) свободных электронов вдоль продольной оси проводника и соответственно характер тепловыделения в материале последнего. Заранее мы не можем точно знать вероятностное энергетическое состояние свободного электрона, покинувшего тот или иной атом материала проводника. Но так как материал проводника нами предварительно выбран, то в соответствии с периодической системой химических элементов Д.И. Менделеева мы можем точно установить электронную конфигурацию его атомов и соответственно определить значение их (атомов) главного квантового числа n , задающего энергетическое состояние связанных (валентных) электронов на наиболее удаленной от ядра атома внешней электронной оболочке. Особо подчеркнем здесь то, что главное квантовое число n равно числу электронных слоев (оболочек) в атоме материала проводника и соответственно номеру периода в периодической системе элементов Д.И. Менделеева, которому принадлежит рассматриваемый (выбранный) нами материал проводника [6, 7]. А раз так, то на основе эвристического подхода (от греч. *heuriskō* – нахожу), являющегося по существу логическим (методическим) приемом теоретического исследования физических явлений [8], можно, наверно, определить и максимальное число n_0 квантованных энергетических электронных состояний связанных электронов на внешнем электронном слое атома любого материала проводника. В соответствии с законами квантовой физики число n_0 будет, по-видимому, и определять максимальное значение квантового числа n_e для электронных "дебройлевских" полуволин $\lambda_{en_e}/2$ волновых ψ -функций в ВЭП проводника с электрическим током проводимости. С учетом того, что связанные электроны атома вещества удовлетворяют фундаментальному принципу Паули (данный принцип назван в честь выдающегося австрийского физика-теоретика Вольфганга Паули, сформулировавшего этот принцип запрета в 1925 году [1, 6]), согласно которому в любом атоме может находиться только один электрон в конкретном квантовом энергетическом состоянии, характеризуемом данными значениями четырех квантовых чисел (главного n , орбитального l , магнитного m и спинового m_s), и относятся к "вырожденному" ферми-газу (фермионам) [6, 7], то значение числа n_0 будет равно максимальному возможному числу связанных электронов на внешней электронной оболочке атома, поставляю-

щей в межатомное пространство материала металлического проводника свободные электроны.

В результате вышеизложенного для возможного максимального значения числа n_0 связанных электронов на внешнем электронном слое каждого атома с главным квантовым числом n и орбитальным числом l в исследуемом проводнике, равного максимальному возможному числу квантованных энергетических электронных состояний связанных электронов на внешней электронной оболочке атома материала проводника, можно записать следующее выражение [6, 7]:

$$n_0 = \sum_{l=0}^{l=n-1} 2(2l+1) = 2n^2. \quad (1)$$

Далее нам необходимо вспомнить то, что, с одной стороны, в материале исследуемого металлического проводника концентрация его атомов N_0 (м^{-3}) составляет колоссальную величину, равную [6]:

$$N_0 = d_{\Pi} (M_a \cdot 1,6606 \cdot 10^{-27})^{-1}, \quad (2)$$

где d_{Π} – плотность материала проводника ($\text{кг}/\text{м}^3$); M_a – атомная масса материала проводника, практически равная массовому числу A ядра атома металлического проводника, определяемому в соответствии с периодической системой химических элементов Д.И. Менделеева (одна атомная единица массы равна $1/12$ массы атома изотопа углерода $^{12}_6\text{C}$, численно составляющей $1,6606 \cdot 10^{-27}$ кг [7]).

С другой стороны, усредненная плотность n_{e0} (м^{-3}) свободных электронов в материале проводника равна концентрации его атомов N_0 , умноженной на его валентность, определяемую числом неспаренных электронов на внешних (валентных) энергетических уровнях атома (для меди *Cu*, например, валентность равна двум) [9]. Согласно выражению (2), например, для медного проводника величина N_0 численно составляет значение, примерно равное $N_0 = 8,43 \cdot 10^{28} \text{ м}^{-3}$. Поэтому, на взгляд автора, несмотря на то, что в атоме материала любого металлического проводника на его валентных энергетических уровнях (на s - и p -подоболочках внешнего электронного слоя атома) может находиться весьма ограниченное число связанных электронов (менее восьми), в реальном металлическом проводнике всегда в межатомном пространстве его материала будут присутствовать свободные электроны, квантованные энергетические электронные состояния которых отвечают максимально возможному значению числа n_0 . Учитывая вышеуказанное и то, что связанные электроны внешнего электронного слоя атома любого материала проводника как фермионы могут находиться только в одном и только им присущем квантованном энергетическом состоянии, для возможного максимального числа n_e мод волновых ψ -функций в проводнике с электрическим током проводимости, задающих квантованное энергетическое состояние свободных электронов в материале проводника и соответственно определяющих их пространственно-временную эволюцию, в рассматриваемом приближении имеем:

$$n_e = n_0 = 2n^2. \quad (3)$$

Из (3) видно, что, например, для медного, цинкового и железного (стального) металлических проводников (для этих проводниковых материалов согласно периодической системе химических элементов Д.И. Менделеева главное квантовое число равно $n=4$ [6, 7]) возможное максимальное значение числа n_e мод для волновых ψ – функций (электронных "дебройлевских" полувольт) в проводнике с электрическим током проводимости может численно составлять $n_e=32$.

Полученное простое соотношение (3) позволяет выполнить приближенный расчет основных геометрических характеристик ВЭП в проводнике с электрическим током проводимости $i_{\Pi}(t)$ рассматриваемых временных форм. Принимая во внимание, что на ширине каждой электронной полувольты $\lambda_{en_e}/2 = l_{\Pi}/n_e$ де Бройля в проводнике с электрическим током проводимости $i_{\Pi}(t)$ умещается один относительно "горячий" и один относительно "холодный" продольный участок ВЭП проводника [2, 5], с учетом (3) для наименьшей ширины $\Delta z_{ВЭП}$ макроскопического ВЭП в исследуемом проводнике получаем:

$$\Delta z_{ВЭП} = \Delta z_{\Gamma} + \Delta z_{\chi} = l_{\Pi} / 2n^2, \quad (4)$$

где Δz_{Γ} , Δz_{χ} – соответственно минимальная ширина "горячего" и "холодного" продольных участков ВЭП металлического проводника (см. рис.) [5].

В связи с тем, что в ВЭП рассматриваемого проводника выполняется приближенное соотношение вида $\Delta z_{\chi} = 0,5(\pi - 2) \cdot \Delta z_{\Gamma}$ [5], то из выражения (4) для наименьших значений ширин "горячего" Δz_{Γ} и "холодного" Δz_{χ} продольных участков металлического проводника с электрическим током проводимости $i_{\Pi}(t)$ следуют следующие расчетные формулы:

$$\Delta z_{\Gamma} = l_{\Pi} / \pi n^2; \quad (5)$$

$$\Delta z_{\chi} = (\pi - 2) \cdot l_{\Pi} / 2\pi n^2. \quad (6)$$

Из простых аналитических выражений (4)–(6) явствует, что, выбрав материал проводника (значение главного квантового числа n для его атомов) и его длину l_{Π} , мы можем сразу расчетным путем легко определить такие геометрические параметры ВЭП как его макроскопическую ширину $\Delta z_{ВЭП}$, так и ширины его "горячих" Δz_{Γ} и "холодных" Δz_{χ} продольных участков проводника с принятым нами электрическим током проводимости $i_{\Pi}(t)$.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ ПРОВЕРКИ ПОДХОДА ПО ВЫБОРУ ЧИСЛА ЭЛЕКТРОННЫХ ПОЛУВОЛН В ПРОВОДНИКЕ

Для проверки достоверности использованного в данной работе физического подхода по выбору возможного максимального числа n_e электронных "дебройлевских" полувольт $\lambda_{en_e}/2$ в проводнике с электрическим током проводимости $i_{\Pi}(t)$ воспользуемся

сравнением расчетных по (3), (4) и опытных данных для n_e и ширины $\Delta z_{ВЭП}$ ВЭП в рассматриваемом проводнике. Согласно [10, 5] для тонкого круглого оцинкованного стального провода ($l_{\Pi}=0,118$ м; $r_{\Pi} = 0,15$ мм; $n=4$) с постоянным током большой плотности $\delta_{\Pi} = 6,87 \cdot 10^8$ А/м² опытное значение $\Delta z_{ВЭП}$ численно составило величину $\Delta z_{ВЭП} = 3,84$ мм. Оценка этой же ширины ВЭП по (4) свидетельствует о том, что в нашем случае при $n_e = 32$ искомая величина оказывается того же порядка и равной $\Delta z_{ВЭП} = 3,68$ мм. При этом экспериментально зафиксированное в [10] число "горячих" и "холодных" продольных участков ВЭП в проводе составило около 30, что практически соответствует нашему расчетному значению числа $n_e = 32$. В [11, 5] для тонкого медного провода ($l_{\Pi} = 0,05$ м; $r_{\Pi} = 0,25$ мм; $n=4$) с импульсным затухающим по синусоиде током ($\delta_{\Pi} = 2,76 \cdot 10^{11}$ А/м²) опытным путем было показано, что $\Delta z_{ВЭП} = 1,47$ мм, а $n_e = 34$. Расчетная оценка по (3) и (4) численных значений этих величин говорит о том, что для данного случая $n_e = 32$ и $\Delta z_{ВЭП} = 1,56$ мм. Приведенные выше расчетные и экспериментальные данные для n_e и $\Delta z_{ВЭП}$ указывают на работоспособность (достоверность) предложенного физического подхода для нахождения этих величин.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Кудрявцев П.С. Курс истории физики. - М.: Просвещение, 1974. - 312 с.
- [2] Баранов М.И. Волновое распределение свободных электронов в проводнике с электрическим током проводимости // Электротехника.-2005.- №7.- С. 25-33.
- [3] Баранов М.И. Волновой электронный пакет проводника с электрическим током проводимости // Электротехника і електромеханіка.-2006.- №3.- С. 49-53.
- [4] Баранов М.И. Квантовомеханическая модель быстрого нагрева проводника электрическим током проводимости большой плотности / Электротехника.-2006.- №4.- С. 38-44.
- [5] Баранов М.И. Энергетический и частотный спектры свободных электронов проводника с электрическим током проводимости // Электротехника.-2006.- №7.- С. 29-34.
- [6] Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики / Отв. ред. В.К. Тартаковский.- Киев: Наукова думка, 1989. - 864 с.
- [7] Яворский Б.М., Детлаф А.А. Справочник по физике.- М.: Наука, 1990. - 624 с.
- [8] Большой иллюстрированный словарь иностранных слов. - М.: Русские словари, 2004. - 957 с.
- [9] Астафуров В.И., Бусев А.И. Строение вещества.- М.: Просвещение, 1977. - 160 с.
- [10] Марахтанов М.К., Марахтанов А.М. Периодические изменения температуры по длине стальной проволоки, вызванные электрическим током // Вестник МГТУ им. Баумана. Серия: Машиностроение.-2003.-№1.-С. 37-47.
- [11] Столович Н.Н. Электровзрывные преобразователи энергии/ Под ред. В.Н. Карнюшина. Минск: Наука и техника, 1983. - 151 с.

Поступила 12.02.2007

ТЕОРИЯ МОЩНОСТИ ФРИЗЕ И СОВРЕМЕННЫЕ ТЕОРИИ МОЩНОСТИ

Жемеров Г.Г., д.т.н., проф., Ильина О.В.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт",

кафедра "Промышленная и биомедицинская электроника", НТУ "ХПИ",

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе 21

тел./факс: (057) 707-63-12, E-mail: zhemerov@online.kharkiv.net

В статті розглянуті основні принципи недоліки теорії потужності Фрізе, які проявляються в перехідних режимах роботи системи електропостачання. Запропонована модифікація теорії потужності Фрізе, що дозволяє розглядати її як окремий випадок сучасної кросс-векторної теорії миттєвої потужності.

В статье рассмотрены основные принципиальные недостатки теории мощности Фризе, проявляющиеся в переходных режимах работы системы электроснабжения. предложена модификация теории мощности Фризе, позволяющая рассматривать ее как частный случай современной кросс-векторной теории мгновенной мощности.

ВВЕДЕНИЕ

Теория мощности систем электроснабжения с нелинейной нагрузкой, впервые предложенная S. Fryze в 1931 г. [1], до настоящего времени через более чем 25 лет после публикаций Н. Akagi и др. [2, 3, 4], посвященных новым теориям мощности, имеет многочисленных сторонников. Например, в 2002 г. в Германии принят новый стандарт [5, 6], содержащий две части: часть 1 – однофазные системы и часть 2 – многофазные системы, определения которого основаны на теории S. Fryze и развивающих ее работах М. Depenbrock, L. M. Tolbert и других авторов [6]. Пропаганда теории мощности Фризе в Украине посвящен ряд работ В. У. Кизилова [8, 9, 10]. В настоящей работе рассматриваются принципиальные недостатки теории мощности Фризе, проявляющиеся в переходных режимах системы электроснабжения, и предлагается модификация теории Фризе, позволяющая рассматривать ее в частном случае, как современную кросс-векторную теорию мощности, основы которой изложены в [10, 11]. Отметим, что авторы [10, 11] называют предложенную ими теорию "обобщенной". Однако в более поздней публикации [12] была предложена р-q-г теория мощности с более высокой степенью обобщения. Поэтому авторы [12] обоснованно называют теорию по [10, 11] "кросс-векторной". Это название мы и будем использовать в настоящей статье.

ТЕОРИЯ МОЩНОСТИ ФРИЗЕ

Рассмотрим трехфазную систему электроснабжения с нелинейной нагрузкой и компенсатором, представленную на рис. 1. Однофазная схема может рассматриваться как частный случай рассимметрированной трехфазной.

Мгновенный фазный ток нагрузки по теории мощности Фризе представляется как алгебраическая сумма "мгновенного активного" и "мгновенного неактивного" токов:

$$i_{La,b,c} = i_{Lpa,b,c} + i_{Lna,b,c}, \quad (1)$$

где

$$i_{Lpa,b,c} = \frac{P_L(t)}{\sum_{a,b,c} U_{Sa,b,c}^2(t)} u_{Sa,b,c}, \quad (2)$$

$$P_L(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T_S}^t (u_{Sa} \cdot i_{La} + u_{Sb} \cdot i_{Lb} + u_{Sc} \cdot i_{Lc}) dt \quad (3)$$

– средняя активная мощность нагрузки, вычисленная в периоде повторяемости T_S или в другом интервале времени, предшествующем рассматриваемому интервалу времени,

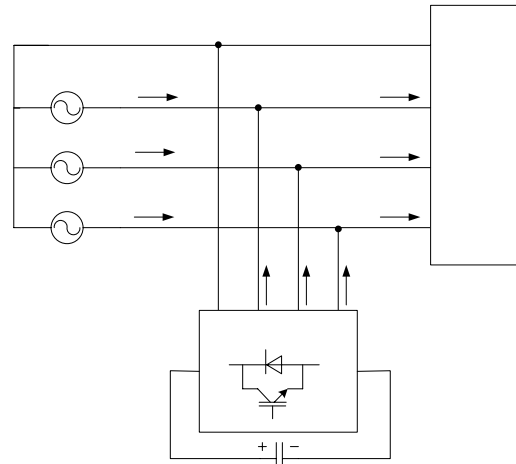


Рис. 1. Трехфазная система электроснабжения

$$\sum_{a,b,c} U_{Sa,b,c}^2(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T_S}^t \sum_{a,b,c} u_{Sa,b,c}^2 dt, \quad (4)$$

– сумма квадратов действующих значений напряжений фаз источника.

Каждое из соотношений [1] - [4] представляет собой три соотношения для фаз a, b, c соответственно.

"Неактивная" составляющая тока нагрузки, которая может использоваться в качестве задания по току компенсатора, подключенного параллельно нагрузке (см. рис. 1), определяется как:

$$i_{Cab,c}^* = i_{Lna,b,c} = i_{La,b,c} - G(t) \cdot u_{Sa,b,c}, \quad (5)$$

где $i_{La,b,c}(t)$ измеряется с помощью датчиков тока, а проводимость $G(t)$ – рассчитывается по соотношению:

$$G(t) = \frac{P_L(t)}{\sum_{a,b,c} U_{Sa,b,c}^2(t)}. \quad (6)$$

В соответствии с (6) соотношение (2) может быть видоизменено:

$$i_{Lpa,b,c} = G(t) \cdot u_{Sa,b,c}. \quad (7)$$

В реальной схеме электроснабжения график мгновенной активной мощности трехфазной нагрузки зависит от технологического процесса в нагрузке, пофазной асимметрии токов нагрузки и напряжений сети, вида нелинейности сопротивлений нагрузки [13, 14]. В общем случае можно считать, что график мгновенной активной мощности представляет собой случайную функцию времени, которая может быть и непериодической. Поэтому расчет параметра $G(t)$ по соотношению (6) корректен лишь при установившихся

ся повторяющихся электромагнитных процессах в системе электроснабжения. Это обстоятельство являясь недостатком теории мощности Фризе, не позволяющим обеспечить полную компенсацию реактивной мощности даже если компенсатор обладает предельно большим быстродействием. Вторым принципиальным недостатком теории мощности Фризе является невозможность декомпозиции в произвольном интервале времени мгновенного фазного тока на активную и неактивную составляющие. Действительно, представление мгновенного тока в виде суммы двух токов с точки зрения передачи энергии является в общем случае разложением не на "активную" и "неактивную" составляющие, а на две "активные" составляющие. Если мгновенная активная мощность одной фазы трехфазной системы электроснабжения

$$P_{La} = u_{Sa} \cdot i_{La} = u_{Sa} \cdot (i_{La1} + i_{La2}) = u_{Sa} \cdot i_{La1} + u_{Sa} \cdot i_{La2}, \quad (8)$$

то величины

$$\left. \begin{aligned} P_{La1} &= u_{Sa} \cdot i_{La1}, \\ P_{La2} &= u_{Sa} \cdot i_{La2}, \end{aligned} \right\}$$

также являются мгновенными активными мощностями, причем

$$P_{La} = P_{La1} + P_{La2}. \quad (9)$$

Ортогональность токов i_{La1} и i_{La2} во временном интервале T_S не свидетельствует об их ортогональности в каком-либо другом временном интервале, в том числе – в бесконечно малом интервале, предшествующем рассматриваемому моменту времени.

КРОСС-ВЕКТОРНАЯ ТЕОРИЯ МОЩНОСТИ

Основы этой теории, как было отмечено ранее, изложены в работах [10, 11], а также в [15].

Опишем систему электроснабжения, представленную на рис. 1. в системе пространственных декартовых координат abc , показанных на рис. 2.

Мгновенные напряжения источника и токи нагрузки образуют пространственные векторы:

$$\vec{u}_S = [u_a, u_b, u_c]^t, \quad (10)$$

$$\vec{i}_L = [i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}]^t. \quad (11)$$

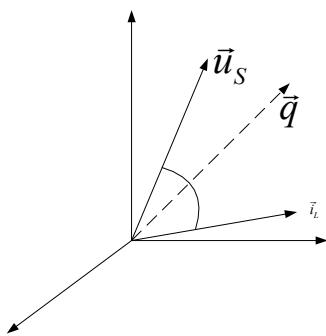


Рис. 2. Система координат abc

Мгновенная активная мощность трехфазной системы определяется как скалярное произведение векторов напряжения и тока

$$p_L(t) = \vec{u}_S \cdot \vec{i}_L = u_{Sa} \cdot i_{La} + u_{Sb} \cdot i_{Lb} + u_{Sc} \cdot i_{Lc}. \quad (12)$$

Вектор мгновенной реактивной мощности определяется как векторное произведение пространственных векторов напряжения и тока

$$\vec{q}_S = \vec{u}_S \times \vec{i}_L. \quad (13)$$

Модуль вектора мгновенной реактивной мощности определяется как мгновенная реактивная мощность

$$q_L = \|\vec{q}_L\| = \|\vec{u}_S \times \vec{i}_L\|. \quad (14)$$

Соотношения (13), (14) можно представить в виде

$$\vec{q}_L = \begin{bmatrix} q_{La} \\ q_{Lb} \\ q_{Lc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{Sb} & u_{Sc} \\ i_{Lb} & i_{Lc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{Sc} & u_{Sa} \\ i_{Lc} & i_{La} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{Sa} & u_{Sb} \\ i_{La} & i_{Lb} \end{bmatrix}^t, \quad (15)$$

$$q_L = \|\vec{q}_L\| = \sqrt{q_{La}^2 + q_{Lb}^2 + q_{Lc}^2}. \quad (16)$$

Кросс-векторная теория рассматривает вектор мгновенного активного тока

$$\vec{i}_{pL} = \begin{bmatrix} i_{pLa} \\ i_{pLb} \\ i_{pLc} \end{bmatrix} = \frac{P_L}{\vec{u}_S \cdot \vec{u}_S} \vec{u}_S \quad (17)$$

и вектор мгновенного реактивного тока

$$\vec{i}_{qL} = \begin{bmatrix} i_{qLa} \\ i_{qLb} \\ i_{qLc} \end{bmatrix} = \frac{\vec{q}_L \times \vec{u}_S}{\vec{u}_S \cdot \vec{u}_S}. \quad (18)$$

Скалярные и векторные величины, которыми оперирует кросс-векторная теория, обладают следующими свойствами [10, 11, 15].

Свойство 1. Трехмерный вектор тока равен сумме векторов активного и реактивного тока

$$\vec{i}_L = \vec{i}_{pL} + \vec{i}_{qL}. \quad (19)$$

Свойство 2. Вектор \vec{i}_{qL} ортогонален вектору \vec{u}_S , а вектор \vec{i}_{pL} параллелен вектору \vec{u}_S , т.е.:

$$\vec{u}_S \cdot \vec{i}_{qL} = 0, \quad (20)$$

$$\vec{u}_S \times \vec{i}_{pL} = 0. \quad (21)$$

Свойство 3. Сохраняются в силе соотношения

$$i_L^2 = i_{pL}^2 + i_{qL}^2, \quad (22)$$

где

$$i_L = \|\vec{i}_L\|, \quad (23)$$

$$i_{pL} = \|\vec{i}_{pL}\|, \quad (24)$$

$$i_{qL} = \|\vec{i}_{qL}\|. \quad (25)$$

Свойство 4. Если $\vec{i}_{qL} = 0$, то модуль вектора тока $\|\vec{i}_L\|$ становится минимальным при той же мгновенной активной мощности.

Из свойства 2 следует, что реактивная составляющая тока не участвует в передаче энергии.

МОДИФИЦИРОВАННАЯ ТЕОРИЯ ФРИЗЕ

Сопоставляя соотношения (2, 3, 4) теории мощности Фризе с соотношениями (17, 12) кросс-векторной теории, видим, что соотношение (3) с учетом соотношения (4) при стремлении интервала усреднения T_S к нулю совпадает с соотношением (12) для мгновенных значений активной мощности.

При том же условии, – $T_S \rightarrow 0$, – совпадают также соотношения (2) (с учетом (4)) и (17), поскольку

$$\vec{u}_S \cdot \vec{u}_S = u_{Sa}^2 + u_{Sb}^2 + u_{Sc}^2 = \sum_{abc} \frac{1}{T_S} \int_{t-T_S}^t u_{Sa,b,c}^2 dt. \quad (26)$$

Соотношение (6) теории Фризе является при $T_S \rightarrow 0$ составной частью соотношения (2), а соотношение (7) – повторяет соотношение (2).

Соотношение (5) теории Фризе с учетом соотношения (6) превращается в векторное соотношение

$$\vec{i}_{Ln} = \vec{i}_L - \vec{i}_{Lp}. \quad (27)$$

Сравнив (27) с соотношением кросс-векторной теории (19), приходим к заключению, что при $T_S \rightarrow 0$ вектор "неактивного" тока модифицированной теории Фризе равен вектору реактивного тока кросс-векторной теории

$$\vec{i}_{Ln} = \vec{i}_{qL}. \quad (28)$$

Отметим, что вектор активного тока \vec{i}_{pL} в соотношении (27) в конкретной системе управления может определяться несколькими способами:

– через измеряемое мгновенное значение активной мощности по (17);

- через значение датчика мгновенной активной мощности, полученное после фильтрации сигнала;

- как сигнал независимого датчика расчетной мгновенной активной мощности.

В первом случае вектор тока $\vec{i}_{Ln} = \vec{i}_{qL}$ (см. (27), (28)) ортогонален вектору напряжения \vec{u}_S и не связан с передачей энергии в системе.

В двух других случаях ортогональность векторов \vec{i}_{qL} и \vec{u}_S нарушается и, если \vec{i}_{qL} является заданием по току компенсатора

$$\vec{i}_C = \vec{i}_{qL}, \quad (28)$$

то компенсатор будет одновременно компенсировать как мгновенную реактивную мощность, так и переменную составляющую мгновенной активной мощности нагрузки. Следовательно, на выходе компенсатора должен быть включен накопитель энергии соответствующей емкости.

ВЫВОДЫ

1. Теория мощности, предложенная в 1931 году Фризе и развитая в работах его последователей, обладает принципиальным недостатком, заключающемся в том, что мгновенная активная и мгновенная "неактивная" мощности рассчитываются по средним значениям активной мощности и квадрата модуля напряжения источника в интервале времени, предшествующем рассматриваемому моменту времени. Это обстоятельство затрудняет использование теории мощности Фризе как основы для построения современных систем управления компенсаторами с использованием силового активного фильтра, поскольку такие системы управления должны быть практически безынерционными и запаздывание в измерении мгновенной активной мощности и напряжения источника, как правило, недопустимо.

2. Предложена модификация теории мощности Фризе, заключающаяся в устремлении интервала времени, в котором определяются (измеряются) мгновенная активная мощность и напряжение источника, к нулю. В этом случае теория мощности Фризе превращается в современную "кросс-векторную" теорию мощности для трехфазных четырех- или трехпровод-

ных систем электроснабжения. Однофазные системы электроснабжения в рамках современных теорий рассматриваются как рассимметрированные трехфазные.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] S. Fryze. Active and Apparent power in non-sinusoidal systems. *Przeglad Elektrot.*, no 7, 1931, p.p. 193-203 (In Polish).
- [2] H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae "Generalized theory of the instantaneous reactive power in three phase circuits". IPES' 83 – Int. Power Electronics Conf., Tokyo, Japan, 1983, pp 1375 – 1386.
- [3] H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components". *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.20, pp.625-630, May/June, 1984.
- [4] H. S. Kim, H. Akagi "The instantaneous power theory on the rotating p-q-r reference frames". in *Proc. IEEE/PEDS'99 Conf.*, Hong Kong, July, 1999, p.p. 422-427.
- [5] Helmut Spat. A general purpose definition of active current and non-active power based on German. Standart DIN 40110.
- [6] German Standart (2002) AC Quantities DIN 40110, part 2. Multiconductor circuits. November 2002 (in German).
- [7] Кизилов В.У., Светельник А.Д. "О понятии реактивная мощность". *Энергетика и электрификация*. 2005, №2, С. 35 - 38.
- [8] Кизилов В.У. "К вопросу о физическом смысле "реактивного тока" и "реактивной мощности"". *Вестник НТУ "ХПИ"*. Сборник научных трудов. Тем. выпуск. Энергетика и преобразовательная техника. – Харьков, НТУ "ХПИ", 2002, №9, т. 3, С. 44-50.
- [9] Кизилов В.У. "Оптимальная компенсация искажающих свойств трехфазного потребителя электроэнергии". *Вісник Приазовського державного технічного університету*. Вип. 15, 2005, С. 41–43.
- [10] F.Z.Peng, J.S.Lai "Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems". *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.45, no 1, pp. 293-297, 1996.
- [11] Z. Peng, G.W. Ott, D.J. Adams "Harmonics and reactive power compensation based on the Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase four-wire systems". *IEEE Trans. Power Electronics*, vol.13, no 6, pp. 1174-1181, 1998.
- [12] H.S. Kim, F. Blaabjerg, B. Bak-Jensen, L. Choi "Instantaneous power compensation in three-phase systems using p-q-r theory". *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 17, no 5, pp. 701-710, 2002.
- [13] Жемеров Г.Г., Ильина О.В., Тугай Д.В. "Энергосберегающий эффект компенсации пульсаций мгновенной активной мощности". *Технічна електродинаміка. Темат. вип. Силова електроніка та енергоефективність*, част. 4, С. 22-27, 2006.
- [14] Жемеров Г.Г., Домнин И.Ф., Ильина О.В., Тугай Д.В. "Энергоэффективность коррекции фазы тока и компенсации пульсаций активной и реактивной мощностей в трехфазной системе электроснабжения". *Технічна електродинаміка*, 2007, №1, С. 52-57.
- [15] Домнин И.Ф., Жемеров Г.Г., Крылов Д.С., Сокол Е.И. "Современные теории мощности и их использование в преобразовательных системах силовой электроники". *Технічна електродинаміка. Темат. вип.*, ч. I, 2004, С. 80-91.

Поступила 01.07.2007

НИЗКОВОЛЬТНЫЙ ГЕНЕРАТОР ИМПУЛЬСОВ ТОКА ШИРОКОГО ЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА ДЛЯ ФИЗИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Бондаренко А.Ю., к.т.н., с.н.с.,

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", Кафедра "Инженерная электрофизика"

тел. (057) 707-62-45, E-mail: baiu@kharkov.ua

Сериков Г.С., Чаплыгин Е.А.

Харьковский национальный автомобильно-дорожный университет

Украина, 61002, Харьков, ул. Петровского, 25, тел. 700-38-52

Описана схема и принцип действия разработанного низковольтного генератора импульсов тока, предназначенного для экспериментальных исследований индукторных систем в широком частотном диапазоне 1 – 50 кГц, предназначенных для выполнения технологических операций при магнитно-импульсной обработке металлов.

Описана схема та принцип дії розробленого низковольтного генератора імпульсів струмів, призначеного за для експериментальних досліджень індукторних систем у широкому частотному відрізку 1 – 50 кГц, призначених для виконання технологічних операцій при магніто-імпульсній обробці металів.

Результаты теоретических исследований распределения напряженности магнитного поля и тока в индукторных системах при магнитно-импульсной обработке металлов (МИОМ) и в других устройствах, работающих в импульсном режиме, требуют экспериментальной проверки. Исследование сложных систем с трехмерным распределением магнитного поля и токов наиболее просто осуществляется экспериментальным путем [1]. Для физического моделирования используются устройства, позволяющие генерировать либо незатухающий синусоидальный сигнал [1], либо импульс заданной формы: затухающую синусоиду [2 - 4] или униполярный импульс [5] при низком напряжении (обычно 220 В) источника питания. Принцип действия указанных устройств основан на управляемом разряде емкости на индуктивную нагрузку, основной недостаток – узкий частотный диапазон разрядного тока и сложность его регулирования.

Высокая частота разрядного тока характерна для классических операций МИОМ, при моделировании процессов электромагнитного притяжения обрабатываемой заготовки к индуктору требуется низкая частота [6]. Кроме того, для создания измерительного комплекса, позволяющего автоматически определять топологию магнитного поля индукторной системы, необходимо управление работой низковольтного генератора импульсов тока (НГИТ) и координатного устройства, с перемещающимся индукционным преобразователем, с помощью персонального компьютера (ПК).

Целью работы является создание НГИТ для получения импульсов тока в виде затухающей синусоиды в диапазоне частот 1 – 50 кГц и униполярных в режимах непрерывной генерации импульсов с частотой следования 50 Гц или меньше и под управлением ПК для получения однократного импульса и генерации заранее заданного количества импульсов.

Принципиальная схема НГИТ представлена на рис. 1.

НГИТ состоит из трех модулей, выполненных на

отдельных платах. Силовой модуль (рис. 1а) включает в себя зарядную цепь батареи конденсаторов C , состоящую из 29 конденсаторов марки К75–40 1,0 x 500 В, силового трансформатора Т1, выпрямителя VD6 (диод марки Д133) и разрядный контур емкостного накопителя энергии, который содержит батарею конденсаторов, тиристорный коммутатор типа ТБ153-80-12, измерительный шунт R_{SH} и нагрузку - L . Диод VD7 служит для пропуска обратного полуволны разрядного тока.

Модуль синхронизации (рис. 1в) предназначен для согласования момента включения тиристорного ключа с фазой зарядного напряжения батареи конденсаторов. Работа его иллюстрируется эпюрами токов и напряжений, представленными на рис. 2 и состоит в следующем. Напряжение синхронизации выпрямляется диодом VD2 и отрицательная полуволна напряжения U_s поступает на компараторы DD1.1. Компаратор DD1.1 сравнивает сигнал U_s с опорным напряжением U_{op1} делителя R2-R3 и вырабатывает сигнал, инициирующий запуск с персонального компьютера, служащего в качестве счетчика и задатчика числа импульсов. ПК, выполняя заданную программу, вырабатывает импульс открытия транзистора VT1 на первый вход переключателя режима работы SB1. Сигналы гальванически развязаны при помощи оптопар VE1 и VE2. Компаратор DD1.2 сравнивает сигнал U_s с опорным напряжением U_{op2} делителя R5-R6 и выдает напряжение U_{RC} на цепочку R8-C4. Компаратор DD1.3 сравнивает напряжение U_{R8} с опорным напряжением U_{op3} делителя R9-R10 и вырабатывает узкий импульс открытия транзистора VT1 на второй вход кнопки переключения режима работы SB1. При помощи кнопки SB1 выбирается режим работы генератора: непрерывная генерация или программируемая последовательность. В режиме генерации программируемой последовательности к модулю подключается ПК. Кнопка SB2 служит для разрешения выдачи импульса открытия транзистора VT1 в режиме счетчика импульсов. Тем самым она дублирует манипулятор типа "мышь".

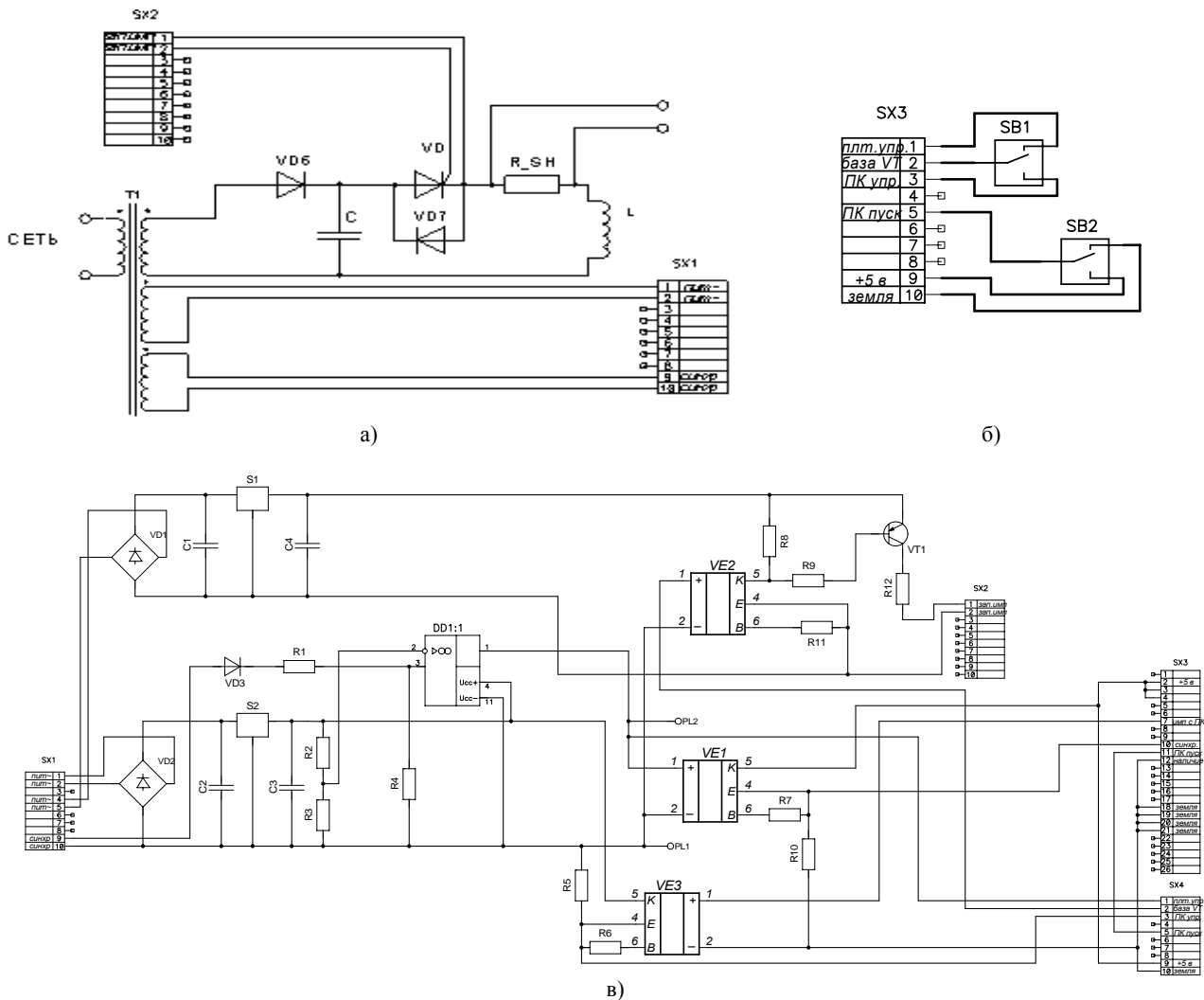


Рис. 1. Принципиальная схема НГИТ: а) силовой модуль; б) модуль управления режимом работы; в) модуль синхронизации с сетевым напряжением

В любом режиме работы импульс подается на транзистор VT1, работающий в ключевом режиме. Трансформатор T2 применен в качестве гальванической развязки. Изменение тока первичной обмотки вызывает импульс U_{start} , открывающий мощный ключ - тиристор VD. Диод VD7 служит для пропускания обратной полуволны разрядного тока. Резисторы R1, R2, R7, R11, R13 шунтируют импульсные наводки в цепях.

Батарея конденсаторов заряжается на положительной полуволне зарядного напряжения. При переходе через "ноль" в начале отрицательной полуволны блок управления включает тиристор, и батарея конденсаторов разряжается на индуктивную нагрузку. Ток в цепи разряда измеряется при помощи шунта R_{SH} .

Модуль управления режимом работы (рис. 1б) предназначен для переключения генератора в требуемый режим работы. Его работа заключается в коммутации сигнала запуска, пришедшего с ПК и сигнала запуска, пришедшего с модуля синхронизации. Тот или другой сигнал подается на схему управления тиристорным ключом.

Схема питается от силового трансформатора T1. Напряжение питания выпрямляется с помощью диода VD1 и стабилизируется последовательно включенными интегральными стабилизаторами серии кр142ен. Такая компоновка обеспечивает питание схемы +5В при изме-

нении напряжения на входе силового трансформатора в диапазоне 130–230 В.

Для управления работой НГИТ с помощью ПК составлена программа, алгоритм которой приведен на рис. 3.

Управление программой осуществляется как непосредственно с компьютера, так и с панели управления НГИТ. Кнопка "пуск" на панели управления генератора (рис. 4) и на экране монитора дублируют друг друга. НГИТ работает в двух режимах: непрерывной генерации импульсов (без контроллера импульсов), генерация заранее заданного количества импульсов или их неограниченная генерация с подсчетом до ручной остановки. Программа позволяет контролировать количество импульсов. Предусмотрено два режима работы контроллера: в окне количества импульсов на экране монитора задан "ноль" – по нажатию какой-либо из кнопок "пуск" программа инициирует импульсы и ведет их подсчет, пока не нажата кнопка "пуск" повторно; в окне количества импульсов на экране монитора задано целое положительное число – программа инициирует заданное количество импульсов. В случае необходимости работу можно прервать нажатием кнопки "пуск" повторно.

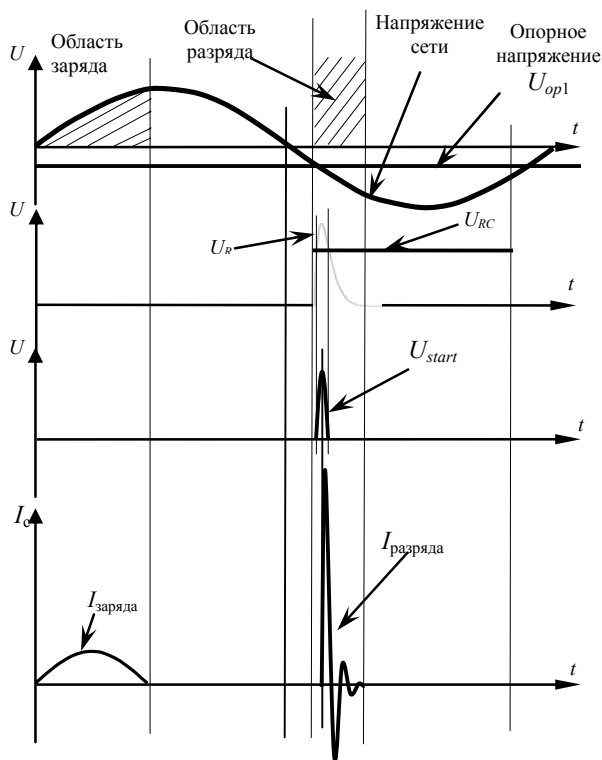


Рис. 2. Эпюры токов и напряжений работы НГИТ

На рис. 4 представлена фотография внешнего вида НГИТ.

Разработанный НГИТ генерирует импульсы тока в широком частотном диапазоне 1 – 50 кГц. Собственные параметры НГИТ следующие: емкость конденсаторной батареи $C_c = 29$ мкФ, индуктивность разрядного контура $L_c = 300$ нГн, активное сопротивление разрядного контура $R_c = 0,027$ Ом, частота разрядного тока $f_c = 50$ кГц, декремент затухания $\beta = 0,14$, максимальное значение разрядного тока $I_m = 3,5$ кА напряжение заряда батареи конденсаторов $U_c = 250 - 500$ В.

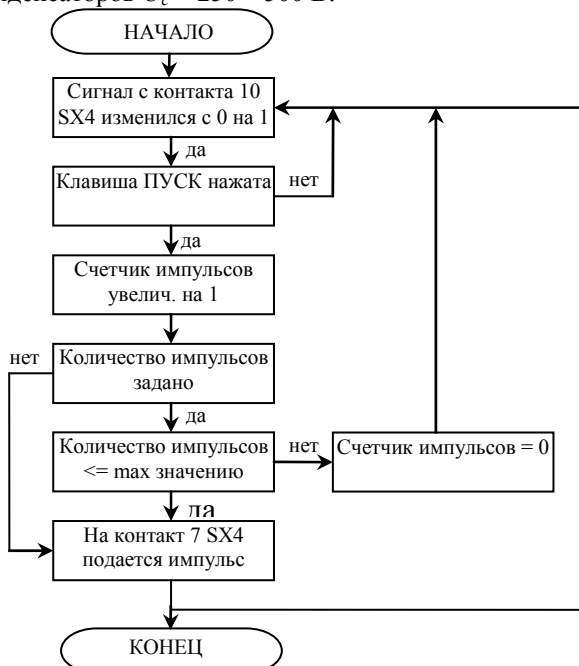


Рис. 3. Алгоритм программы управления режимами работы НГИТ

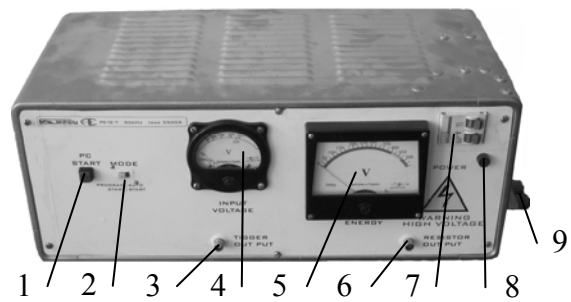


Рис. 4. Внешний вид НГИТ и схема расположения приборов на его лицевой панели (1 – кнопка "пуск" в режиме управления счетчиком импульсов; 2 – кнопка выбора режима работы (непрерывный или управляемый счетчиком импульсов); 3 – разъем синхронизирующего импульса для запуска осциллографа; 4 – вольтметр для измерения напряжения питания НГИТ; 5 – вольтметр для измерения напряжения заряда батареи конденсаторов; 6 – разъем подключения осциллографа для регистрации напряжения с шунта; 7 – автоматы включения прибора; 8 – лампа индикации включения прибора; 9 – выводы для подключения согласующих устройств и нагрузки)

Применение поясов Роговского для измерения параметров разрядного тока в широком частотном диапазоне приводит к усложнению измерительного тракта и повышению погрешности измерений [7], поэтому был изготовлен коаксиальный шунт из нихромовой фольги толщиной 0,1 мм [8], включенный в разрядную цепь. Сопротивление шунта 0,005 Ом.

Для моделирования электромагнитных процессов в широком частотном диапазоне при малоиндуктивной нагрузке в НГИТ используются согласующие трансформаторы, подключаемые к его выводам (поз 9 на рис. 5). В известных низковольтных генераторах [2-4] регулировка частоты разрядного тока осуществлялась включением различного числа конденсаторов емкостного накопителя энергии.

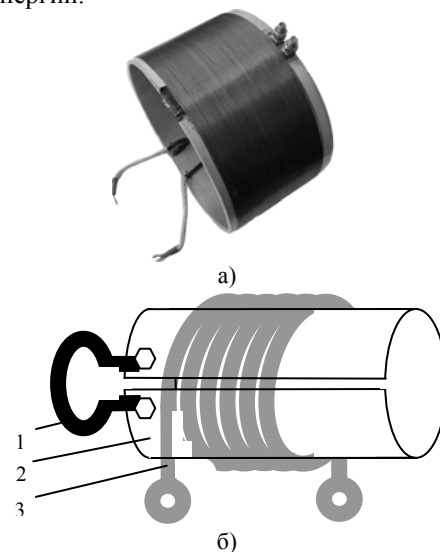


Рис. 5. Цилиндрический согласующий трансформатор: а) внешний вид; б) схематическое изображение (1-нагрузка (исследуемая индукторная система), 2-вторичная обмотка согласующего трансформатора, 3-первичная обмотка согласующего трансформатора)

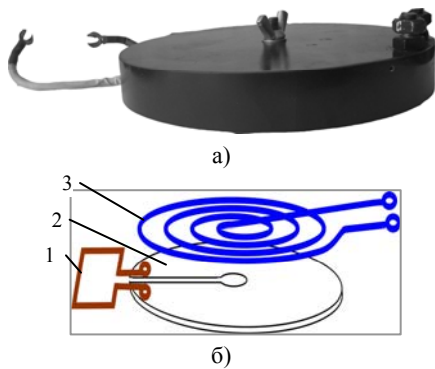


Рис. 6. Внешний вид и схематическое изображение плоского согласующего трансформатора (1-нагрузка (исследуемая индукторная система), 2-вторичная обмотка согласующего трансформатора, 3-первичная обмотка согласующего трансформатора)

Согласующий трансформатор представляет собой воздушный трансформатор, первичная обмотка которого выполнена в виде многовитковой спирали, а вторичная – имеет вид разрезного витка [9]. Рассчитаны по методике работы [10] и созданы два типа согласующих трансформаторов: цилиндрический (рис. 5) с диаметром 225 мм и длиной 140 мм, первичная обмотка которого содержит 60 витков медного провода диаметром 0,5 мм, и плоский (рис. 6) с диаметром 215 мм и высотой 30 мм, первичная обмотка которого состоит из 12 витков медного провода диаметром 4 мм. Первичные обмотки трансформаторов имеют несколько отводов, что позволяет достаточно просто изменять дискретно частоту и амплитуду разрядного тока НГИТ при проведении экспериментов.

ВЫВОДЫ

1. Созданный НГИТ позволяет проводить исследование распределения напряженности магнитного поля в индукторных системах в широком диапазоне частот разрядного тока и достаточной для качественных измерений амплитудой сигнала.

2. Встроенные приборы позволяют контролировать основные рабочие параметры НГИТ.

3. Применение согласующих трансформаторов различной геометрии и параметров позволяет получить любую необходимую частоту разрядного тока в заданном частотном диапазоне.

4. Режим непрерывной генерации импульсов позволяет получить устойчивую картину сигнала с шунта или индукционного преобразователя на экране осциллографа, что облегчает исследование топологии магнитного поля индукторных систем.

5. Встроенный интерфейс управления генератором с помощью ПК позволяет использовать НГИТ в измерительном комплексе с автоматическим перемещением индукционного преобразователя для снятия топологии магнитного поля индукторных систем.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Распределение переменного магнитного поля в массивных одновитковых катушках / Б.Г. Сафронов, В.А. Чураев, Ю.С. Азовский и др. // Приборы и техника эксперимента. – 1961. - №3. – С. 133–138.
- [2] Магнитное поле концентратора с короткой деталью/ Ю.В. Батыгин, В.И. Коган, Е.В. Токарев и др. // Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт. – 1974. - №4. – С. 112–116.
- [3] Баранов М.И., Белый И.В., Хименко Л.Т. Эквивалентные электрические параметры коаксиальных систем различной формы с однородным азимутальным магнитным полем в зазоре // Теоретическая электротехника. – 1976. – Вып. 20. – С. 67–74.
- [4] Золотых В.И., Михайлов В.М. Низковольтный генератор импульсных токов для моделирования электромагнитных процессов // Изв. вузов. Электромеханика. – 1978. – №11. – С. 1251–1253.
- [5] Ушаков И.И., Ушаков В.Я. Получение импульсов магнитного поля непосредственно от сети переменного тока // Приборы и техника эксперимента. – 1972. - №4. – С. 203–205.
- [6] Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Чаплыгин Е.А. Особенности токов индуцированных низкочастотным полем одновиткового соленоида в плоских листовых металлах // Слектротехніка і електромеханіка. – 2005. - №3. – С. 69-73.
- [7] Окунь И.З. Измерение разрядных токов поясами Роговского // Приборы и техника эксперимента. – 1968. - №6. – С. 120–126.
- [8] Осмоловский С.Р., Ушаков И.И., Краев Ю.В. Трубочатый шунт из манганина для измерения больших импульсов тока // Измерительная техника. – 1971. – С. 41–42.
- [9] Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. – М.: Мир, 1972. – 392 с.
- [10] Вдовин С.С. Проектирование импульсных трансформаторов. – 2-е изд., перераб. и доп. - Л.: Энергия, 1991. – 208 с.

Поступила 6.04.2007

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ИМПУЛЬСНОГО ИСПЫТАТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА С ЕМКОСТНЫМ НАКОПИТЕЛЕМ ЭНЕРГИИ

Кравченко В.И., д.т.н., проф., Петков А.А., к.т.н., с.н.с.

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

Украина, 61013, Харьков-13, ул. Шевченко 47, НИПКИ "Молния"

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

У роботі розглянуті загальні принципи параметричного синтезу високовольтних імпульсних випробувальних пристроїв та їхня реалізація при виборі параметрів елементів розрядних кіл з ємнісним накопичувачем енергії.

В работе рассмотрены общие принципы параметрического синтеза высоковольтных импульсных испытательных устройств и их реализация при выборе параметров элементов разрядных цепей с емкостным накопителем энергии.

ВВЕДЕНИЕ

Постановка проблемы. Все возрастающая потребность в проведении испытаний технических средств на устойчивость к воздействию электромагнитных помех различного происхождения обуславливает необходимость постоянного совершенствования эксплуатируемых и разработки новых высоковольтных импульсных испытательных устройств (ВИИУ), создаваемых на базе емкостных накопителей энергии (ЕНЭ). Одной из основных задач, при проектировании новых и модернизации существующих ВИИУ, является синтез их разрядных цепей (РЦ), который обеспечивает требуемое качество функционирования ВИИУ в целом.

Анализ публикаций. Проектная процедура синтеза ВИИУ включает в себя, и, в частности, параметрический синтез электрических схем их РЦ [1]. Под параметрическим синтезом электрической схемы РЦ ВИИУ будем понимать вычислительную процедуру, конечным результатом которой является набор числовых значений параметров элементов электрической схемы РЦ, обеспечивающих формирование в заданной нагрузке импульса тока (ИТ) с требуемыми амплитудно-временными характеристиками. Вопросы параметрического синтеза в той или иной степени рассмотрены в ряде работ [3 - 9].

Как известно, амплитудно-временные параметры ИТ могут быть описаны как аналитическим выражением, так и набором контролируемых параметров. Наиболее общие требования к формируемому ИТ изложены в [2]. В [3 - 6] рассмотрены различные аспекты выбора параметров схем, генерирующих ИТ, заданных аналитическим выражением. Работы [7, 8] посвящены методикам выбора параметров схемы при задании ИТ контролируемыми параметрами. В [9] предложена иерархическая структура параметрического синтеза ВИИУ, которая включает три уровня, каждый из которых отличается степенью детализации процедуры синтеза. Более частные вопросы выбора параметров РЦ ВИИУ рассмотрены в большом количестве других работ. Наличие такого значительного по объему материала объективно требует рассмотрения задачи выбора параметров с единых позиций, структурирующих и формализующих ее решение.

Целью настоящей работы является разработка методики выбора параметров разрядной цепи, реализующей общие принципы параметрического синтеза высоковольтных импульсных испытательных устройств.

ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА РАЗРЯДНЫХ ЦЕПЕЙ ВИИУ

Как показал проведенный анализ, в литературе имеется обширный материал, освещающий различные аспекты процесса проектирования ВИИУ, включающий синтез РЦ. Такое многообразие позволяет провести систематизацию и сформулировать общие принципы параметрического синтеза разрядных цепей ВИИУ, под которыми будем понимать наиболее общие положения, опираясь на которые следует производить параметрический синтез.

1. *Принцип минимизации энергии, запасаемой в ЕНЭ испытательного устройства.* Данный принцип многократно ранее декларировался в ряде известных работ, как составляющая способов многокритериальной оптимизации ВИИУ, например [15, 16].

2. *Принцип учета способа идентификации ИТ.* Необходимость выделения этого принципа логически обоснована в ряде работ авторов, как факт удовлетворения практических потребностей проектирования процесса испытаний [2 - 4].

3. *Принцип учета направленности практической потребности.* Вытекает из запросов практики проектирования ВИИУ и реализуется в виде двух практических требований: модернизация действующих [13] и создание новых ВИИУ [4].

4. *Принцип иерархичности подхода к параметрическому синтезу.* Суть которого в частности изложена в [9].

Рассмотрим методику синтеза ВИИУ содержащего один ЕНЭ, которая базируется на изложенных выше принципах. Под методикой параметрического синтеза схемы разряда ЕНЭ будем понимать совокупность методов и приемов, применение которых при проектировании процессов испытания с различными исходными данными позволяет наиболее целесообразным образом определять параметры элементов схемы при заданных характеристиках нагрузки и требованиях к ИТ.

Согласно принципу иерархичности параметрической синтез начинается с синтеза эквивалентной электрической схемы исходя из номинальных значений параметров ИТ. Произведем решение этой задачи на базе принципа учета способа идентификации ИТ: аналитического описания и задания контролируемых параметров, характеризующих форму импульса.

СИНТЕЗ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ ПРИ АНАЛИТИЧЕСКОМ ЗАДАНИИ ИМПУЛЬСА ТОКА

В общем случае большинство испытательных ИТ аналитически могут быть описаны экспоненциальными полиномами вида [2]

$$i(t) = \sum_{j=1}^n \alpha_j \cdot e^{-\beta_j t} \cdot \sin(\omega_j \cdot t - \phi_j), \quad (1)$$

где $\beta_j > 0$, $\omega_j \geq 0$, причем $i(0) = 0$ и $i(\infty) = 0$.

Формирование ИТ сложной формы в последовательной RL -нагрузке с помощью ЕНЭ в общем случае может быть осуществлено только с использованием корректирующих элементов, вводимых в цепь разряда ЕНЭ. Для выбора величины параметров элементов эквивалентной электрической схемы, обеспечивающей протекание в нагрузке ИТ, заданного аналитическим выражением вида (1), был разработан метод формирующего двухполосника (ФД). Данный метод базируется на общих принципах синтеза электрических цепей и позволяет определять вид, количество и величину параметров элементов ФД исходя из параметров ЕНЭ, нагрузки и ИТ. В [3, 4] рассмотрен вариант включения ФД последовательно с нагрузкой (см. рис. 1), в [5] – параллельно нагрузке (см. рис. 2). Предложенный метод позволяет определять тип применяемой в ФД цепочечной схемы, количество ее однотипных звеньев – kz (см. рис. 1б и рис. 2б) и процедуру нахождения величины параметров элементов ФД (операторы $F_j[\cdot]$, $\Phi_j[\cdot]$, $\Psi_j[\cdot]$ в левой части неравенств системы (2)).

$$\begin{cases} R_j = F_j[\overline{P}_И, R_H, L_H, R_G, L_G, C_G, U_G(0)] \geq R^* > 0; \\ L_j = \Phi_j[\overline{P}_И, R_H, L_H, R_G, L_G, C_G, U_G(0)] \geq L^* > 0; \\ C_j = \Psi_j[\overline{P}_И, R_H, L_H, R_G, L_G, C_G, U_G(0)] \geq C^* > 0, \end{cases} \quad (2)$$

где R_j, L_j, C_j – параметры ФД; R_H, L_H – параметры нагрузки; $\overline{P}_И$ – параметры импульса; $R_G, L_G, C_G, U_G(0)$ – параметры ЕНЭ; R^*, L^*, C^* – граничные значения параметров элементов, допускающие техническую реализацию при используемом уровне технологии изготовления элементов и заданных экономических требованиях по затратам на их изготовление.

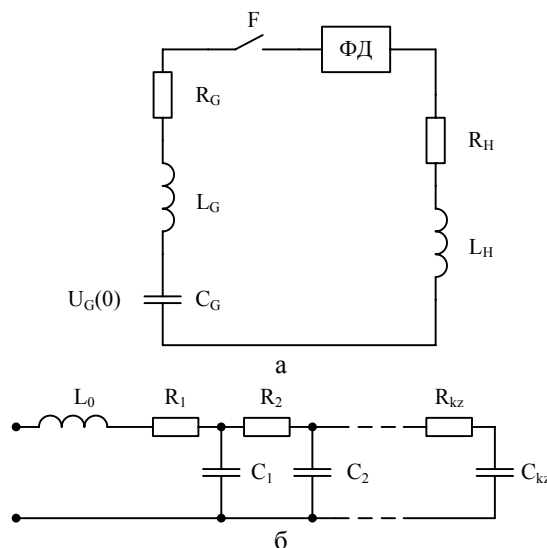


Рис. 1. Эквивалентная электрическая схема разрядной цепи испытательной установки с ФД, включенным последовательно с нагрузкой: а – схема установки; б – схема ФД

На величину элементов ФД накладываются условия физической и технической реализуемости [4, 5], которые могут быть записаны в виде (2).

Как отмечалось выше, в практике проектирования испытательных устройств возникают две задачи:

- 1) задача перевода эксплуатируемой испытательной установки в режим работы с новой нагрузкой и / или новой формой ИТ;
- 2) задача выбора параметров ЕНЭ вновь проектируемых испытательных установок при заданных параметрах ИТ и нагрузки.

Решение этих задач является реализацией принципа учета направленности практической потребности.

Решение первой задачи сводится к проверке выполнения условий (2). Если условия (2) выполняются, то процедура синтеза эквивалентной схемы разрядной цепи считается завершённой. В противном случае производится поиск решения на множестве значений параметров ЕНЭ, которое включает диапазон возможного изменения зарядного напряжения $U_G(0)$ и набор дискретных значений $\{R_G\}, \{L_G\}, \{C_G\}$, получаемых в результате перекоммутации конденсаторов в ЕНЭ. Если на данном множестве решение не существует, то следует констатировать невозможность формирования в заданной нагрузке требуемого ИТ с использованием существующего ЕНЭ. Возможно, что на рассматриваемом множестве имеется несколько решений, удовлетворяющих (2). В этом случае выбирается вариант с минимальной запасаемой энергией.

В общем случае решение задачи представляет определенные сложности и производится методами дискретного программирования [10].

Примеры решения задачи при описании ИТ суммой трех экспонент рассмотрены в [5, 6].

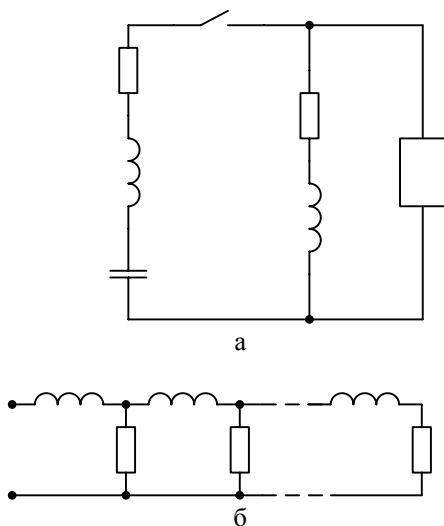


Рис. 2. Эквивалентная электрическая схема разрядной цепи испытательной установки с ФД, включенным параллельно нагрузке:
а – схема установки; б – схема ФД

Для схемы с последовательным включением ФД и ИТ вида

$$i(t) = I \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \sin(\omega \cdot t), \quad (3)$$

где $I, \alpha, \omega > 0$

$$i(t) = I \cdot (e^{-\alpha_1 \cdot t} - e^{-\alpha_2 \cdot t}), \quad (4)$$

где $I, \alpha_1, \alpha_2 > 0$

было получено относительно простое решение.

Можно показать, что при переводе эксплуатируемой испытательной установки с параметрами ЕНЭ $R_G, L_G, C_G, U_G(0)$ в режим работы с новой нагрузкой и / или новой формой ИТ вида (3) или (4), в разрядную цепь необходимо ввести ФД, который состоит из ветви, включающей последовательно соединенные индуктивность L_0 и одно RC -звено (см. рис. 16), а параметры его элементов для ИТ вида (3) определяются из соотношений (5).

Аналогичные соотношения для ИТ вида (4) приведены в [3].

Как видно из (5), величины параметров элементов ФД зависят от величины зарядного напряжения $U_G(0)$. Это позволяет его уменьшением минимизировать запасаемую энергию (естественно при этом должны удовлетворяться условия технической реализуемости либо исключаться из разрядной цепи соответствующие элементы при $R_1 = 0, L_0 = 0, C_1 = \infty$). Подбор величины $U_G(0)$ осуществляется методами решения систем нелинейных уравнений, например описанными в [11]. Данная процедура позволяет реализовать принцип минимизации энергии.

Формирующую емкость C_1 , определенную по (5) целесообразно не вводить в разрядную цепь, а реализовать путем отключения части конденсаторов ЕНЭ (если это допускается его конструкцией) таким образом, чтобы новая величина емкости ЕНЭ определялась по (6).

$$F \begin{cases} L_0 = \frac{U_G(0)}{I \cdot \omega} - L_G - L_H; \\ R_1 = \frac{2 \cdot U_G(0) \cdot \alpha}{I \cdot \omega} - R_G - R_H; \\ C_1 = \frac{1}{\frac{U_G(0)}{I \cdot \omega} \cdot (\alpha^2 + \omega^2) - \frac{1}{C_G}}. \end{cases} \quad (5)$$

$$R_G^* = \frac{C_G}{1 + \frac{C_G}{C_1}}. \quad (6)$$

Вторая задача (выбор параметров вновь сооружаемых ЕНЭ) является задачей нелинейного программирования, и формулируется следующим образом.

Постановка задачи. Требуется выбрать параметры ЕНЭ такими, чтобы удовлетворялись некоторые минимаксные критерии при выполнении условий (2) и условий технической реализуемости элементов ЕНЭ

$$R_G \geq R^*, \quad L_G \geq L^*, \quad C_G \geq C^*, \quad 0 < U_G(0) \leq U^*.$$

В общем случае ее решение возможно только с использованием численных методов нелинейного программирования [10].

В качестве минимаксного критерия целесообразно использовать минимальность запасаемой энергии, так как этот критерий, в силу специфики высоковольтного оборудования, определяет стоимостные и массогабаритные показатели испытательной установки в целом.

Для схемы с последовательным включением ФД и ИТ вида (3) параметры элементов вновь сооружаемых ЕНЭ определяются из соотношений, получаемых из (5), если положить $R_1 = 0, L_0 = 0, C_1 = \infty$

$$\begin{cases} R_G = \frac{2 \cdot U_G(0) \cdot \alpha}{I \cdot \omega} - R_H; \\ L_G = \frac{U_G(0)}{I \cdot \omega} - L_H; \\ C_G = \frac{I \cdot \omega}{U_G(0)} \cdot \frac{1}{\alpha^2 + \omega^2}. \end{cases} \quad (7)$$

Аналогичные соотношения для ИТ вида (4) приведены в [3].

Если при принятом уровне зарядного напряжения $U_G(0)$ параметры элементов ЕНЭ R_G, L_G, C_G допускают техническую реализацию, то энергия, запасаемая в ЕНЭ является минимальной и достаточной для формирования требуемого ИТ в заданной нагрузке. В случае, если имеются основания полагать, что рассчитанные по (7) значения R_G, L_G превышают реальные значения, которые могут быть получены при сооружении ЕНЭ, то в качестве R_G, L_G принимаем реальные значения и далее осуществляется проверка возможности формирования ИТ при принятых параметрах ЕНЭ (решение первой задачи).

В качестве примера, иллюстрирующего рассмотренную методику, произведем синтез разрядной цепи для формирования ИТ вида (3), близкого по характе-

ристикам к ИТ, используемому при испытаниях технических средств на устойчивость к колебательным импульсным помехам [12], с помощью генератора ГИТ-5, эксплуатируемого на экспериментальной базе НИПКИ "Молния" [13].

Постановка задачи. Для генератора ГИТ-5, выполненного на базе ЕНЭ и имеющего собственные параметры $R_G = 0,179$ Ом, $L_G = 2 \cdot 10^{-5}$ Гн, $C_G = 7,8 \cdot 10^{-3}$ Ф, $U_G(0) = 5 \cdot 10^3$ В, требуется выбрать параметры ФД таким образом, чтобы в нагрузке с параметрами $R_H = 0,05$ Ом, $L_H = 1 \cdot 10^{-6}$ Гн протекал ИТ вида (3) с параметрами $I = 350$ А, $\alpha = 1,02 \cdot 10^5$ с⁻¹, $\omega = 6,28 \cdot 10^5$ с⁻¹.

Расчеты, проведенные с использованием исходных данных и соотношений (5), показывают, что параметры ФД имеют следующие значения $L_0 = 1,75 \cdot 10^{-6}$ Гн, $R_1 = 4,41$ Ом, $C_1 = 1,09 \cdot 10^{-7}$ Ф. Моделирование переходного процесса в цепи с рассчитанными параметрами показало удовлетворительное совпадение с заданной формой.

СИНТЕЗ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ ПРИ ЗАДАНИИ ИМПУЛЬСА ТОКА КОНТРОЛИРУЕМЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Идентификация испытательных ИТ контролируемыми параметрами включает в себя требования к значениям ИТ в определенные моменты времени (чаще всего максимальное значение – i_{\max} и требования к величине временных параметров, номенклатура которых зависит от вида испытуемого объекта и целей проводимых испытаний. Чаще всего в качестве контролируемых временных параметров используют параметр, характеризующий нарастание значений ИТ – $t_{\text{нар}}$ и параметр, характеризующий спад значений ИТ – $t_{\text{сп}}$. В качестве $t_{\text{нар}}$ чаще всего используют следующие контролируемые параметры (способы определения $t_{\text{нар}}$ и $t_{\text{сп}}$ по осциллограмме тока приведены в [7, 8]): T_{\max} – время достижения максимального значения тока; $T_{H(0,1;0,9)}$ – время нарастания значений ИТ на фронте от уровня 0,1 до уровня 0,9 от максимального значения ИТ; $T_{H(0,3;0,9)}$ – время нарастания значений ИТ на фронте от уровня 0,3 до уровня 0,9 от максимального значения ИТ; $T_{Ф(0,1;0,9)}$ ($T_{Ф(0,3;0,9)}$) длительность фронта ИТ определяемая по уровням 0,1 и 0,9 (0,3 и 0,9); $T_{C0,5}$ – время достижения на спаде импульса уровня 0,5 от максимального значения ИТ; $T_{И(0,1;0,9;0,5)}$ ($T_{И(0,3;0,9;0,5)}$) – длительность импульса, определяемая по уровням 0,1 и 0,9 на фронте и уровню 0,5 на спаде импульса (0,3 и 0,9 на фронте и 0,5 на спаде); $T_{И0,5}$ ($T_{И0,9}$) – длительность импульса, определяемая по уровням 0,5 на фронте и спаде импульса (уровням 0,9 на фронте и спаде импульса). Перечень основных комбинаций контролируемых временных параметров, с помощью которых идентифицируется ИТ, и методика выбора величины параметров разрядной цепи ЕНЭ описана в [7, 8].

Схемы разрядных цепей ряда испытательных установок с той или иной степенью приближения могут быть представлены последовательной RLC-цепью. Можно показать, что если известно зарядное напряжение ЕНЭ $U_G(0)$, то остальные эквивалентные параметры разрядной цепи (суммарное сопротивление – R ,

суммарная индуктивность – L , или емкость – C) для варианта формирования ИТ с контролируемыми параметрами i_{\max} , $t_{\text{нар}}$, $t_{\text{сп}}$ определяются из соотношений

$$R = \frac{U_G(0) \cdot I_{\max} \cdot r}{i_{\max}}; \quad L = \frac{U_G(0) \cdot I_{\max} \cdot t_{\text{нар}}}{i_{\max} \cdot \tau_{\text{нар}}}; \quad (8)$$

$$C = \frac{1}{U_G(0)} \cdot \frac{i_{\max}}{I_{\max}} \cdot \frac{t_{\text{нар}}}{\tau_{\text{нар}}},$$

где $\tau_{\text{нар}}$ – безразмерный аналог величины $t_{\text{нар}}$, (τ_{\max} , $\tau_{H(0,1;0,9)}$, $\tau_{H(0,3;0,9)}$, $\tau_{Ф(0,1;0,9)}$, $\tau_{Ф(0,3;0,9)}$); r , I_{\max} – безразмерные аналоги соответственно величин R и i_{\max} .

Для определения величины безразмерных параметров r , I_{\max} , $\tau_{\text{нар}}$ с помощью методики, изложенной в [7], были получены формулы:

$$r = A \cdot \ln \left(\frac{t_{\text{сп}}}{t_{\text{нар}}} \right) + B, \quad (9)$$

где A и B – коэффициенты, определяемые по табл. 1 в зависимости от комбинации контролируемых временных параметров и интервала их варьирования.

Среднее квадратическое отклонение параметра r , определенного по (9) и данным табл. 1 составляет $\sigma_r = 0,05$.

$$I_{\max} = A_4 \cdot \left(\frac{t_{\text{сп}}}{t_{\text{нар}}} \right)^4 + A_3 \cdot \left(\frac{t_{\text{сп}}}{t_{\text{нар}}} \right)^3 + A_2 \cdot \left(\frac{t_{\text{сп}}}{t_{\text{нар}}} \right)^2 + A_1 \cdot \frac{t_{\text{сп}}}{t_{\text{нар}}} + A_0; \quad (10)$$

Таблица 1

$\frac{t_{\text{сп}}}{t_{\text{нар}}}$		A	B
обозначение	интервал изменения		
$\frac{T_{И(0,1;0,9;0,5)}}{T_{Ф(0,1;0,9)}}$	от 2,07 до 3,79	3,2826	- 2,3624
$\frac{T_{И(0,3;0,9;0,5)}}{T_{Ф(0,3;0,9)}}$	от 2,00 до 3,47	3,6054	- 2,4537
$\frac{T_{C0,5}}{T_{H(0,1;0,9)}}$	от 2,57 до 4,68	3,2889	- 3,0678
$\frac{T_{C0,5}}{T_{\max}}$	от 1,66 до 2,66	4,1911	- 2,091
$\frac{T_{C0,5}}{T_{H(0,3;0,9)}}$	от 3,23 до 5,56	3,6155	- 4,1662
$\frac{T_{И0,5}}{T_{\max}}$	от 1,33 до 2,43	3,2836	- 0,9178
$\frac{T_{И0,5}}{T_{H(0,1;0,9)}}$	от 2,04 до 4,28	2,7013	- 1,9272
$\frac{T_{И0,9}}{T_{\max}}$	от 0,57 до 0,90	4,0356	2,2978

$$\tau_{\text{нар}} = B_3 \cdot \left(\frac{t_{\text{сн}}}{t_{\text{нар}}}\right)^3 + B_2 \cdot \left(\frac{t_{\text{сн}}}{t_{\text{нар}}}\right)^2 + B_1 \cdot \frac{t_{\text{сн}}}{t_{\text{нар}}} + B_0, \quad (11)$$

где $A_4 \dots A_0, B_3 \dots B_0$ – коэффициенты, определяемые по табл. 2 в зависимости от комбинации контролируемых временных параметров (диапазон их изменения соответствует табл. 1).

Среднее квадратическое отклонение параметров вычисленных по формулам (13) и (14) и данных табл. 2 составляет $\sigma_{I_{\text{max}}} = 0,02, \sigma_{\tau_{\text{нар}}} = 0,005$.

Для вычисления безразмерных параметров $r, I_{\text{max}}, \tau_{\text{нар}}$ при больших значениях отношения $\frac{t_{\text{сн}}}{t_{\text{нар}}}$ могут

быть использованы соотношения из [7, 8] или общая методика, описанная в [7].

Перевод испытательной установки в новый режим эксплуатации производится на базе известных значений параметров ЕНЭ – $R_G, L_G, C_G, U_G(0)$, параметров нагрузки – R_H, L_H и ИТ – $i_{\text{max}}, t_{\text{нар}}, t_{\text{сн}}$. В

этом случае мы фактически приходим к задаче, рассмотренной в предыдущем разделе, с той лишь разницей, что вместо (5) используются следующие выражения для вычисления величины параметров элементов ФД, полученные с использованием (8)

$$\begin{cases} L_0 = \frac{U_G(0) \cdot I_{\text{max}} \cdot t_{\text{нар}}}{i_{\text{max}} \cdot \tau_{\text{нар}}} - L_G - L_H; \\ R_1 = \frac{U_G(0) \cdot I_{\text{max}} \cdot r}{i_{\text{max}}} - R_G - R_H; \\ C_1 = \frac{1}{\frac{U_G(0) \cdot I_{\text{max}} \cdot \tau_{\text{нар}}}{i_{\text{max}} \cdot t_{\text{нар}}} - \frac{1}{C_G}}. \end{cases} \quad (12)$$

Аналогично для задачи выбора параметров вновь проектируемого ЕНЭ используется решение из предыдущего раздела, с использованием вместо (7) следующих соотношений, полученных из (12), если положить $R_1 = 0, L_0 = 0, C_1 = \infty$

Таблица 2

$\frac{t_{\text{сн}}}{t_{\text{нар}}}$	I_{max}					$\tau_{\text{нар}}$			
	A_4	A_3	A_2	A_1	A_0	B_3	B_2	B_1	B_0
$\frac{T_{И(0,1;0,9;0,5)}}{T_{Ф(0,1;0,9)}}$	0,1846	- 2,3554	11,302	- 24,361	20,495	-0,0926	0,9845	- 3,6393	5,4058
$\frac{T_{И(0,3;0,9;0,5)}}{T_{Ф(0,3;0,9)}}$	0,3415	- 4,0456	18,024	- 36,002	27,798	-0,1354	1,3211	- 4,488	6,1252
$\frac{T_{C0,5}}{T_{H(0,1;0,9)}}$	0,0868	- 1,3674	8,0877	- 21,446	22,112	-0,0438	0,5676	- 2,5479	4,5568
$\frac{T_{C0,5}}{T_{\text{max}}}$	1,0991	- 10,458	37,461	- 60,149	37,111	-0,4881	3,6702	- 9,4709	9,4117
$\frac{T_{C0,5}}{T_{H(0,3;0,9)}}$	0,0632	- 1,1969	8,5098	- 27,04	32,995	-0,025	0,3822	- 2,0168	4,1742
$\frac{T_{И0,5}}{T_{\text{max}}}$	0,5412	- 4,6751	15,291	- 22,683	13,412	-0,2825	1,9715	- 4,8418	5,1793
$\frac{T_{И0,5}}{T_{H(0,1;0,9)}}$	0,0584	- 0,8239	4,379	- 10,541	10,262	-0,0318	0,3801	- 1,6101	2,9906
$\frac{T_{И0,9}}{T_{\text{max}}}$	50,731	- 159,74	190,93	- 103,9	22,401	-2,7566	8,6119	- 9,7736	4,844

$$\begin{cases} L_G = \frac{U_G(0) \cdot I_{\text{max}} \cdot t_{\text{нар}}}{i_{\text{max}} \cdot \tau_{\text{нар}}} - L_H; \\ R_G = \frac{U_G(0) \cdot I_{\text{max}} \cdot r}{i_{\text{max}}} - R_H; \\ C_G = \frac{i_{\text{max}} \cdot t_{\text{нар}}}{U_G(0) \cdot I_{\text{max}} \cdot \tau_{\text{нар}}}. \end{cases} \quad (13)$$

В качестве примера, иллюстрирующего рассмотренную методику, произведем синтез разрядной цепи для формирования ИТ, используемого при испытаниях технических средств на устойчивость к микросе-

кундным импульсным помехам большой энергии [14], с помощью генератора ГИТ-100, эксплуатируемого на экспериментальной базе НИПКИ "Молния" [13].

Постановка задачи. Для генератора ГИТ-100, выполненного на базе ЕНЭ и имеющего собственные параметры $R_G = 2,68 \text{ Ом}, L_G = 1 \cdot 10^{-5} \text{ Гн}, C_G = 1,68 \cdot 10^{-4} \text{ Ф}, U_G(0) = 1 \cdot 10^5 \text{ В}$, требуется выбрать параметры ФД таким образом, чтобы в нагрузке с параметрами $R_H = 0,05 \text{ Ом}, L_H = 5 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$ протекал ИТ с параметрами $T_{И 0,5} = 16 \cdot 10^{-6} \text{ с}, T_{H(0,1;0,9)} = 6,4 \cdot 10^{-6} \text{ с}, i_{\text{max}} = 2000 \text{ А}$.

Расчеты, проведенные с использованием исходных данных и соотношений (12), показывают, что

параметры ФД имеют следующие значения $L_0 = 2,45 \cdot 10^{-4}$ Гн, $R_1 = 16,1$ Ом, $C_1 = 2,21 \cdot 10^{-7}$ Ф. Компьютерное моделирование переходного процесса в цепи с рассчитанными параметрами показало удовлетворительное совпадение рассчитанных значений амплитудно-временных параметров ИТ с заданными.

ВЫВОДЫ

1. На основе анализа и систематизации знаний в области проектирования ВИИУ уточнены известные и сформулированы новые принципы параметрического синтеза схем ВИИУ.

2. Выведены соотношения для выбора величины параметров элементов РЦ ВИИУ при задании ИТ рядом аналитических выражений и контролируемыми параметрами.

3. Предложена методика параметрического синтеза эквивалентных схем при задании ИТ аналитическим выражением.

4. Предложена методика, обеспечивающая синтез эквивалентных электрических схем при всех основных способах задания контролируемых параметров ИТ во всех практически используемых диапазонах их соотношений.

Использование приведенных в работе материалов позволит разработать методики синтеза РЦ других типов ВИИУ.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Диалоговые системы схемотехнического проектирования / В.И. Анисимов, Г.Д. Дмитриевич, К.Б. Скобелцын и др.; Под ред. В.И. Анисимова. – М.: Радио и связь, 1988. – 288 с.
- [2] Кравченко В.И. Грозозащита радиоэлектронных средств: Справочник. – М.: Радио и связь, 1991. – 264 с.
- [3] Петков А.А. Выбор параметров разрядной цепи генератора импульсов тока при разряде на последовательную активно-индуктивную нагрузку // Электротехника. – 1990. - №10. – С. 35 – 36.
- [4] Петков А.А. Формирование испытательных импульсов тока сложной формы // Вестник Национального технического университета "Харьковский политехнический институт". – Харьков: НТУ "ХПИ". - №4. – 2004. – С. 22 – 30.
- [5] Петков А.А. Формирование испытательного импульса тока в активно-индуктивной нагрузке // Электротехника. - 2006. - №4. – С. 34 - 37.
- [6] Петков А.А., Колиушко Д.Г. Формирование импульсов тока, сопровождающих грозовую деятельность// Технічна електродинаміка. - 2006. – Ч.4., Тем. вип. "Проблеми сучасної електротехніки". – С. 21 - 24.
- [7] Петков А.А. Расчет параметров разрядной цепи высоковольтных импульсных испытательных устройств, формирующих импульсы апериодической формы // Электротехніка та електроенергетика. - 2005. - №1. – С. 65 - 69.
- [8] Петков А.А. Выбор параметров разрядной цепи высоковольтных импульсных испытательных устройств при различных способах задания контролируемых параметров испытательных импульсов // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут – Харків: НТУ "ХПИ". - №17. – 2006. – С. 105 – 111.
- [9] Петков А.А. Параметрический синтез высоковольтных импульсных испытательных устройств // Труды 12-й международной научно-технической конференции "Физические и компьютерные технологии" (7-8 июня 2006 года г. Харьков). – Харьков: ХНПК "ФЭД", 2006. – С. 224 – 226.
- [10] Зайченко Ю.П. Исследование операций. – К.: Выща шк., 1988. – 552 с.
- [11] Копченкова Н.В., Марон И.А. Вычислительная математика в примерах и задачах. – М.: Наука, 1972. – 367 с.
- [12] ГОСТ Р 51317.412-99 Устойчивость к колебательным затухающим помехам. Требования и методы испытаний. М.: Издательство стандартов, 2000. – 28 с.
- [13] Баранов М.И., Колиушко Г.М., Колобовский А.К., Кравченко В.И. Комплекс высоковольтного испытательного оборудования экспериментальной базы НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" // Вестник Национального технического университета "Харьковский политехнический институт". – Харьков: НТУ "ХПИ". - №4. – 2004. – С. 3 – 13.
- [14] ГОСТ 30804.4.5-2002 Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к микросекундным импульсным помехам большой энергии. Требования и методы испытаний. Межгосударственный стандарт. Зарегистрирован №4384 17 марта 2003 г. – Минск: Евразийский совет по стандартизации, метрологии и сертификации, 2003. – 22 с.
- [15] Губарев Г.Г., Северин В.П. Оптимизация параметров импульсных источников питания // Электричество. – 1983. - №1. – С. 64 – 65.
- [16] Губарев Г.Г., Конотоп В.В. Трехкритериальная оптимизация импульсных источников питания // Известия Академии наук СССР. Энергетика и транспорт. – 1984. - №6. – С. 66 – 73.

Поступила 14.03.2007

МІШИН Володимир Іванович

до 75-річчя з дня народження

6 січня 2007 року виповнилося 75 років професору кафедри електричних машин і експлуатації електрообладнання, Заслуженому діячеві науки і техніки України Мішину Володимиру Івановичу.

Володимир Іванович Мішин у 1954 році закінчив Горьківський політехнічний інститут, отримавши кваліфікацію інженера-електрика. Згодом у 1966 році захистив кандидатську дисертацію, а у 1974 році здобув вчений ступінь доктора технічних наук.

Понад 45 років професор В.І. Мішин віддав науково-педагогічній роботі у вищих закладах освіти Російської Федерації, Молдови та України.

В Національному аграрному університеті працює з 1980 року на посаді завідувача кафедри електричних машин і експлуатації електрообладнання, а з грудня 2000 року на посаді професора кафедри – керівника проблемної науково-дослідної лабораторії. У 1984 - 1986 р.р. очолював факультет електрифікації сільського господарства, працював на посадах проректора з заочного навчання (1986 - 1988 р.р.) та проректора з навчально-виховної роботи (1988-1990 р.р.).

Професор Мішин В.І. читає лекції з дисциплін "Електричні машини", "Основи наукових досліджень", "Математичне моделювання електричних машин".

Створена і очолювана доктором технічних наук, професором Мішином В. І. наукова школа кафедри електричних машин і експлуатації електрообладнання Національного аграрного університету працює над проблемою підвищення експлуатаційної надійності та ефективності електротехнічного обладнання в сільському господарстві. Для науковців, що працюють разом з професором Мішином В.І. і, зокрема його учнів, є характерним новаторський підхід до ряду фізичних явищ в електричних машинах і апаратах, їх аналізу на базі математичного моделювання, розробки і впровадження у виробництво оригінальних технічних рішень з модернізації електрообладнання, що використовується у специфічних умовах сільськогосподарського виробництва.

Роботи, виконувані колективом кафедри, носять фундаментальний характер і є актуальними в прикладному відношенні. Технічні рішення, що складають комплекс пристроїв регульованого електроприводу, перетворювачів частоти і напруги, систем захисту електрообладнання від аварійних режимів впроваджені у виробництво на ряді сільськогосподарських підприємств України та Молдови.

Останнім часом в очолюваній професором Мішином В.І. проблемній науково-дослідній лабораторії проводяться ґрунтовні наукові дослідження з питань підвищення надійності і ефективності асинхронних електродвигунів для агропромислового комплексу. За технологіями виробництва і ремонту електродвигунів, максимально наближених до існуючих, у модернізованому двигуні на 15...20% знижуються втрати електроенергії, по-

кращуються пускорегульовальні характеристики, у 1,5...2 рази подовжується їх строк служби, що дуже важливо для сільського господарства України, де щорічно виходять із ладу до 20...25% наявних електродвигунів. Ця наукова робота здійснюється за замовленням Міністерства аграрної політики України у співдружності з Інститутом електродинаміки НАН України, ННЦ «Інститут механізації та електрифікації сільського господарства» УААН.

Налагоджене плідне співробітництво з Московським енергетичним інститутом, Академією наук Молдови, НДІ електромашинобудування (м. Владимир, Росія), університетом штату Індіана (США) та іншими вищими закладами освіти і науковими установами.

Під керівництвом д.т.н., професора Мішина В.І. виконані та успішно захищені вісімнадцять кандидатських і одна докторська дисертація, автори яких – учні керівника наукової школи, працюють в закладах освіти і науково-дослідних установах, на підприємствах України, Російської Федерації, Молдови.

За результатами наукових досліджень професор Мішин В.І. має понад 170 публікацій, серед яких 5 монографій, 50 авторських свідоцтв і патентів, наукові статті і доповіді, навчальні та методичні посібники.

Серед вчених-електромеханіків та фахівців-енергетиків добре відомі наукові праці проф. Мішина В.І. з досліджень явища просторової нелінійності феромагнітних тіл та його використання для створення нових видів перетворювачів частоти і керованих реакторів, а також запатентовані технічні розробки з підвищення ефективності електродвигунів змінного струму.

Професор Мішин В.І., активний пропагандист і організатор науки, бере активну участь в організації і роботі республіканських і міжнародних наукових конференцій, є членом спеціалізованої вченої ради із захисту докторських і кандидатських дисертацій.

Професор Мішин В.І. зарекомендував себе висококваліфікованим педагогом, який досконало володіє прогресивними формами навчально-методичної роботи у вищому закладі освіти. Перебуваючи на посадах декана факультету електрифікації та автоматизації сільського господарства, проректора по заочній освіті, а згодом проректора з навчально-виховної роботи, очолюючи понад 20 років кафедру електричних машин і експлуатації електрообладнання НАУ, і зараз на посаді професора кафедри він повністю віддається справі підвищення ефективності теоретичної і практичної підготовки студентів, підтримання дійового зв'язку науки з навчальним процесом та виробництвом.

Друзі, колеги, численні учні вітають шанованого професора і педагога з 75-річчям, зичать йому міцного здоров'я, нових творчих досягнень, радості і щастя.

Редакція журналу "Електротехніка і Електромеханіка" приєднується до цих щирих побажань.



Список авторів

Б		Л	
Байда Евгений Иванович	5	Лебедев Владимир Александрович	48
Баранов Михаил Иванович	59		
Богданова Людмила Евгеньевна	56	П	
Болюх Владимир Федорович	9	Павленко Татьяна Павловна	52
Болюх Елена Геннадиевна	9	Петков Александр Александрович	70
Бондаренко Александр Юрьевич	66	Подорожный Станислав Владимирович	30
В		Р	
Выровец Сергей Валерьевич	15	Ржевский Анатолий Николаевич	20
Г		Т	
Гречко Олександр Михайлович	40	Терешин Виктор Николаевич	56
Грищук Сергей Юрьевич	20		
Грищук Юрий Степанович	20	С	
Gurevich Vladimir	24	Сериков Георгий Сергеевич	66
Е		У	
Ересько Александр Вячеславович	40	Усатюк Владимир Михайлович	30
Ж		Ч	
Жемеров Георгий Георгиевич	63	Чаплыгин Евгений Александрович	66
З		Чепелюк Александр Александрович	15
Загирняк Михаил Васильевич	30		
И			
Ильина Ольга Владимировна	63		
К			
Клименко Борис Владимирович	35, 40		
Король Елена Геннадьевна	44		
Кравченко Владимир Иванович	70		
Кузнецов Анатолий Иванович	20		

Abstracts

Electrical Mashines and Apparatus

Baida E.I.

Modeling of short-circuit current interruption by current-limiting circuit breakers

The article considers problems of modeling of short-circuit current interruption by a current-limiting automatic circuit breaker with an electrodynamic unit using a mathematical model developed on the basis of theoretical and experimental research. It allows modeling electric circuit opening, calculating Joule integral taking into account voltaic arc duration, determining the breaker opening time, and significantly decreasing volume of full-scale experiments.

Key words – short-circuit current interruption, current-limiting automatic circuit breaker, modeling.

Bolyukh V.F., Bolyukh E.G.

An inductive-dynamic type striking electromechanical converter with an accelerated inductor and an immovable speedup winding

A concept of an inductive-dynamic type striking electromechanical converter with an accelerated inductor and an immovable speedup winding is presented. A mathematical model of the converter describing its electromechanical processes is worked out. Correlations between geometric parameters of the accelerated armature and the immovable speedup winding are determined. It is shown that the introduced electromechanical converter is characterized by increased operating efficiency in comparison with the regular design of the conventional structure.

Key words – inductive-dynamic type striking electromechanical converter, mathematical model, electromechanical processes, geometric parameters.

Vyrovets S.V., Chepelyuk A.A.

Design of an electromagnetic system with a single-position magnetic catch on the basis of high-coercitivity permanent magnets for

The paper presents results of FEM computation of an electromagnetic system with a single-position magnetic catch based on high-coercitivity permanent magnets. Operability of the electromagnet is experimentally verified. Reasonable accuracy of the computations testifies to acceptability of the computation model.

Key words – electromagnetic system with a single-position magnetic catch, high-coercitivity permanent magnets, FEM computation, experimental verification.

Grishchuk Ju.S., Kuznecov A.I., Grishchuk A.Ju., Rzevskij A.N.

To thermal design of composite-filler fuses

An analytical expression of heat-transfer factor from the external surface of a fuse-element

5 is derived to allow determination of the equivalent heat-transfer factor. Empirical dependence for the fuse-element module resistance adjusted for pinch-in resistance is obtained. A thermal design technique for a quick-break fuse with composite blowout filler is introduced.

Key words – quick-break composite-filler fuse, heat-transfer factor, thermal design technique.

Gurevich V.I.

24

A problem of output relays used in microprocessor-based protective devices: what to do?

9 It is the author's second publication on nonconformance of parameters of subminiature output relays used in microprocessor-based protective devices to actual operation conditions and standards. The article suggests adjustment of the standards and presents specific engineering solutions to this problem.

Key words – microprocessor relay, protective relays, switching capacity, inductive load, arc protection.

Zagimyak M.V., Usatyuk V.M., Podorozhniy S.V.

30

Calculation of a new separator design for metallurgical slag processing

A new design of metallurgical slag processing electromagnetic separator on the basis of a cylindrical extracting electromagnet is presented. Its optimum design technique based on 3D field distribution calculation by means of a space integral equation method using Radia® modulus is introduced.

Key words – electromagnetic separator, 3D field distribution calculation, optimum design.

Klimenko B.V.

35

International Electrical Vocabulary – Ukrainian prospects

15 Publication of selected translation from section 441 - *Switchgear, controlgear and fuses* – of International Electrical Dictionary (IED) into Ukrainian finishes. The Ukrainian for the last part of this section, namely, section 441-18 – *Fuses*, is introduced.

Key words – International Electrical Dictionary, section 441-18 – Fuses, terms and definitions, translation into Ukrainian.

Klimenko B.V., Grechko A.M., Eres'ko A.V.

40

An electromagnetic drive with a two-position magnetic catch for medium-voltage vacuum circuit breakers

20 Principle of operation and structural features of a patented design of an electromagnetic drive with a two-position magnetic catch for medium-voltage vacuum circuit breakers is considered.

Key words – medium-voltage vacuum circuit breaker, electromagnetic drive, two-position magnetic catch, principle of operation.

Korol E.G.
Analysis of methods used at modeling of the hysteretic loop in ferromagnetic materials

Available methods of analytical description of hysteretic loop are considered. Advantages and shortcomings of every method are analyzed. Choice of the method application of which may increase accuracy of the hysteretic loop modeling is substantiated.

Key words – **ferromagnetic materials, hysteretic loop, modeling, analysis.**

Lebedev V.A.

Estimation of energy consumption at mechanized consumable-electrode arc welding

The paper considers a number of questions concerning solving energy-saving problems at mechanized arc welding and deposition. As energy-saving technologies, pulsed processes with specific characteristics are advised to utilize aiming at obtaining controlled transfer of electrode metal. It is shown that at controlled transfer of electrode metal with specific parameters, electricity consumption can be 20...30 % as little as that at conventional processes.

Key words – **electricity consumption, energy-saving technologies, controlled transfer of electrode metal, mechanized arc welding.**

44 *Pavlenko T.P.*

Analysis of cathode surface state on the basis of statistical solid-state theory

The paper considers the mechanism of lattice structural components interaction under influence of electric and magnetic fields, temperature, thermodynamic processes that specify vacancies and dislocations creation using the statistical solid-state theory and taking into account new contact material features, namely, thermal emission activity during manufacturing and in actual operating conditions.

48 *Key words* – **contact material, lattice structural components, interaction mechanism, statistical solid-state theory, analysis.**

Tereshin V.N., Bogdanova L.E.

On operating time of automatic circuit breakers in case of overload currents

Operating time of automatic breakers in case of low overload currents is analyzed under influence of mass brought to the controlling lead of the thermocouple in a thermal bimetallic tripper of elements acting according to a particular mechanism of disconnection.

Key words – **automatic breaker, thermal bimetallic tripping device, thermocouple, overload current, accelerating force, operating time.**

52

56

Electrical Engineering: Theory

Baranov M.I.

Heuristic determination of the maximum number of de Broglie electronic half-waves in a metallic conductor with conduction current

An approximate relationship based on atomic and quantum physics laws is introduced to allow calculating possible maximum number of de Broglie electronic half-waves in a thin metallic conductor with direct and alternating (pulse) conduction current.

Key words – **metallic conductor, de Broglie electronic half-waves, conduction current, calculation.**

59 *Zhemerov G.G., Ilina O.V.*

Fryze power theory and modern power theories

Principal disadvantages of Fryze power theory that appear in transient operation of a power-supply system are considered in this paper. Modification of Fryze power theory is given to allow regarding it as a particular case of a modern cross-vector power theory.

Key words – **instantaneous active power, instantaneous reactive power, Fryze power theory, cross vector theory.**

63

High Electrical and Magnetic Field Engineering

Bondarenko A.U., Serikov G.S., Chaplygin E.A.

A low-voltage current pulse generator with a wide frequency range for physical simulation

The circuit schematic and the principle of operation of a developed low-voltage current pulse generator are described. The generator is designed for experimental investigations of inductor systems intended for manufacturing operations at magnetic-impulse material processing within a wide frequency range (1 – 50 kHz).

Key words – **low-voltage current pulse generator, power pack, synchronization module, operating mode, discharge rate frequency, matching transformer, shunt, inductor.**

66 *Kravchenko V.I., Petkov A.A.*

Parametrical synthesis of high-voltage pulse test devices with capacitive energy storage

In the work, general principles of parametrical synthesis of high-voltage pulse test devices and their realization are considered at selection of discharge circuits elements parameters with capacitive energy storage.

Key words – **high-voltage pulse test devices, discharge circuit, energy capacitive storage.**

70

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 форматуванням.

Оригінал статті або інформаційних матеріалів готується тільки з використанням редактора Microsoft Word однією з трьох мов: українською, російською або англійською.

ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ СТАТІ

Всі розділи документа повинні містити поля: зліва, справа, зверху – по 20 мм, знизу – 25 мм. Заповнення останньої сторінки повинне бути не менше 80%.

Заголовок статті містить:

— код УДК;

— назва статті (Times New Roman 12pt, жирний, розміщення по центру, заголовні букви, не допускаються перенесення);

— список авторів, вчений ступінь (при необхідності звання і посада), назва організації, поштова адреса, контактні телефони (факс, E-mail). Для авторів різних організацій список приводиться по даній вище формі; — анотації статті українською (обов'язково тільки для громадян України) і російською мовою, обсягом до 5 рядків кожна, оформляються шрифтом Times New Roman 9 pt, жирний, курсив.

Між елементами заголовку статті робиться інтервал в один рядок 10 pt.

ОСНОВНИЙ ТЕКСТ СТАТТІ

Текст розміщується у двох колонках, відстань між якими 5 мм. Абзацні відступи (червоний рядок) – 7,5 мм. Текст набирається шрифтом Times New Roman 10 pt з одиночним міжрядковим інтервалом. Допускається розділення тексту на розділи. Назва розділу оформляється заголовними буквами і центрується, нумерація – не обов'язкова (розділи ВСТУП, ВИСНОВОК і ЛІТЕРАТУРА, якщо такі є, не нумеруються). Перед назвою розділу вставляється один порожній рядок.

Рисунки і широкі таблиці допускається розміщувати в одну колонку. Назва виконується шрифтом розміром 9 pt. Допускається використання рисунків і таблиць без назви: Рис. 1, Табл. 1.

Таблиця 1

Розміри полів тексту статті

Поле зліва	20 мм
Поле справа	20 мм
Поле зверху	20 мм
Поле знизу	25 мм

Рисунки розташовуються у окремих абзацах, з вирівнюванням по центру і оформляються як окремі об'єкти, виконуються в редакторі рисунків Microsoft Word або вставляються в текст статті у форматі *bmp* або *jpg*.

Розташування рисунка поверх тексту і застосування альбомної орієнтації не допускається.

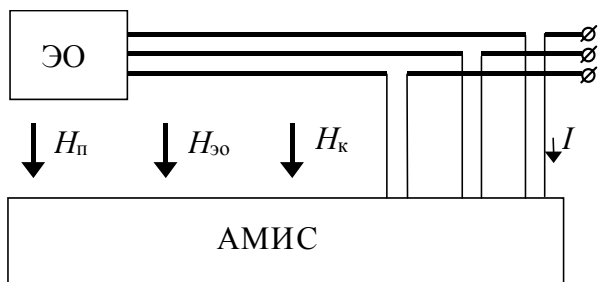


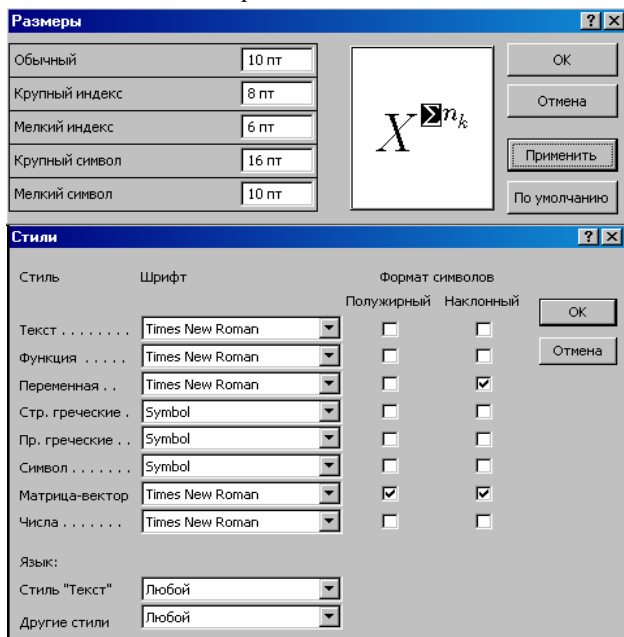
Рис.1. Функціональна схема пристрою

Математичні формули створюються у вигляді окремих об'єктів тільки в редакторі формул Microsoft Equation, розташовуються по центру і нумеруються в межах статті, номер притиснутий до правої сторони колонки. За формулою має слідувати розділовий знак, а якщо формула містить пояснення, то вони повинні починатися з нового 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 02.07.2008

або

Надійшла 02.07.2008

Матеріали приймаються за адресою:

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

Електронні варіанти матеріалів по E-mail: kbv@kpi.kharkov.ua eie@kpi.kharkov.ua

Довідки за телефонами: (057) 707-62-81 Клименко Борис Володимирович, Злуніцина Наталя Ростиславівна

НАУКОВО-ПРАКТИЧНИЙ ЖУРНАЛ

Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics
2007'6

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 05.12.2007 р.

Формат 60 × 90 1/8. Папір Prima Copy

Друк - офсетний. Ум. друк. арк. 10,3.

Наклад 300 прим. 1-й завод - 123. Зам. № 1195. Ціна договірна.

НТУ "ХПІ". 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

КП Друкарня №13. 61002, Харків, вул. Артема, 44
