ВЕСТНИК

НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА "ХПИ"

Сборник научных трудов

Тематический выпуск "Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов"

41'2009

Издание основано Национальным техническим университетом "Харьковский политехнический институт" в 2001 году

Государственное издание Свидетельство Госкомитета по информационной политике Украины КВ № 5256 от 2 июля 2001 года

КООРДИНАЦИОННЫЙ СОВЕТ:

Председатель

Л.Л. Товажнянский, д-р техн. наук, проф.

Секретарь координационного совета

- К.А. Горбунов, канд. техн. наук, доц. А.П. Марченко, д-р техн. наук, проф.
- Е.И. Сокол, д-р техн. наук, проф.
- Е.Е. Александров, д-р техн. наук, проф.
- Л.М. Бесов, д-р техн. наук, проф.
- Б.Т. Бойко, д-р техн. наук, проф.
- Ф.Ф. Гладкий, д-р техн. наук, проф.
- М.Д. Годлевский, д-р техн. наук, проф.
- А.И. Грабченко, д-р техн. наук, проф.
- В.Г. Данько, д-р техн. наук, проф.
- В.Д. Дмитриенко, д-р техн. наук, проф. И.Ф. Домнин, д-р техн. наук, проф.
- В.В. Епифанов, д-р техн. наук, проф.
- Ю.И. Зайцев, д-р техн. наук, проф.
- О.П. Качанов, д-р техн. наук, проф.
- В.Б. Клепиков, д-р техн. наук, проф.
- С.И. Кондрашов, д-р техн. наук, проф.
- В.М. Кошельник, д-р техн. наук, проф.
- В.И. Кравченко, д-р техн. наук, проф.
- Г.В. Лисачук, д-р техн. наук, проф. В.С. Лупиков, д-р техн. наук, проф.
- О.К. Морачковский, д-р техн. наук, проф.
- В.И. Николаенко, д-р техн. наук, проф.
- П.Г. Перерва, д-р техн. наук, проф.
- В.А. Пуляев, д-р техн. наук, проф.
- М.И. Рыщенко, д-р техн. наук, проф.
- В.Б. Самородов, д-р техн. наук, проф.
- Г.М. Сучков, д-р техн. наук, проф.
- Ю.В. Тимофеев, д-р техн. наук, проф.
- Н.А.Ткачук, д-р техн. наук, проф.

РЕЛАКНИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ: Ответственный редактор:

В.С. Лупиков, д-р техн. наук, проф.

Ответственный секретарь:

- А.Г. Середа, канд. техн. наук, доц.
- В.Ф. Болюх, д-р техн. наук, проф.
- В.Г. Данько, д-р техн. наук, проф.
- В.Б. Клепиков, д-р техн. наук, проф.
- Б.В. Клименко, д-р техн. наук, проф.
- В.И.Кравченко, д-р техн. наук, проф.
- В.И. Милых, д-р техн. наук, проф.
- В.П. Себко, д-р техн. наук, проф.
- Е.И. Сокол, д-р техн. наук, проф.

Адрес редколлегии: 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21. НТУ "ХПИ". Каф. ЭА. Тел. (057) 707-68-64

Харьков 2009

Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2009. – № 41. – 170 с.

Випуск приурочений до Міжнародного симпозіуму "Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика" (SIEMA'2009),

21 – 23 жовтня 2009 року, Харків, НТУ "ХПІ". В збірнику висвітлюються проблеми удосконалення електричних машин і апаратів, досягнення вчених, вузів і підприємств України та інших країн, які прийняли участь у симпозіумі.

Для наукових співробітників, викладачів, аспірантів, спеціалістів.

Выпуск приурочен к Международному симпозиуму "Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов. Теория и практика" (SIEMA'2009), 21 – 23 октября 2009 года, Харьков, НТУ "ХПИ". В сборнике освещаются проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов, достижения ученых, вузов и предприятий Украины и других стран, которые приняли участие в симпозиуме.

Для научных сотрудников, преподавателей, аспирантов, специалистов.

Рекомендовано до друку Вченою радою НТУ "ХПІ"; Протокол № 12 від 04.12.2009

© Національний технічний університет "ХПІ", 2009

УДК 621.34

Н.В. АНИЩЕНКО, канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПИ", Харьков

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ВИДА КОРРЕКТИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ НА ДИНАМИКУ ЭЛЕКТРОПРИВОДА С КОМБИНИРОВАННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Розглянуто особливості вибору передаточних функцій корегуючих пристроїв для забезпечення компенсації величини похибки системи регулювання швидкості при наявності збурюючих дій. Виконано моделювання електропривода стабілізації швидкості з непрямим виміром моменту (струму) статичного навантаження.

Рассмотрены особенности выбора передаточных функций корректирующих устройств для обеспечения компенсации величины ошибки системы регулирования скорости при наличии возмущающих воздействий. Выполнено моделирование электропривода стабилизации скорости с косвенным измерением момента (тока) статической нагрузки.

Введение. При построении высокоточных электроприводов (например, электропривод главного движения металлорежущих станков) решается задача минимизации статической и динамической ошибок регулирования. В теории автоматического управления применяют следующие способы уменьшения величины ошибки [1]:

- увеличение коэффициента усиления разомкнутой системы;

повышение порядка астатизма системы регулирования;

 применение комбинированного управления, как по управляющему, так и по возмущающему воздействию.

Цель работы – анализ динамических характеристик электропривода с комбинированным управлением при косвенном измерении возмущающего воздействия.

Общие положения. Электропривод главного движения металлорежущих станков в основном представляет собой систему подчиненного регулирования скорости с внутренним контуром регулирования тока. При этом регуляторы тока и скорости представляют собой пропорционально-интегральные регуляторы. Контур регулирования скорости настаивается на стандартный симметричный оптимум с заданными показателями качества. Величина установившейся ошибки по возмущающему воздействию равна нулю. Работа электропривода главного движения характеризуется наличием режимов наброса и сброса нагрузки, когда величина момента статической нагрузки изменяется скачкообразно. График переходного процесса в системе регулирования с электродвигателем типа 2П225 при набросе номинальной нагрузки приведен на рис. 1. Величина динамической ошибки по скорости составляет 3,2 с⁻¹.



Рис. 1.

В данной работе рассматривается построение систем комбинированного управления для уменьшения величины ошибки с компенсирующими устройствами, имеющими различные передаточные функции.

Суть комбинированного управления. При построении комбинированных систем электропривода с высокими динамическими характеристиками используется принцип инвариантного управления, обеспечивающего требуемые качественные показатели не за счет увеличения частоты среза контура скорости, а путем компенсации вынужденной составляющей переходного процесса, вызванной изменением возмущающих факторов [2].

Синтез инвариантного электропривода заключается в выборе его структуры, определении требуемых связей и параметров его элементов.

Особенностью теории инвариантности является предположение о произвольном характере изменения возмущающих сил. Такой подход не требует априорной информации о законах изменения возмущающих сил и приводит к синтезу управляющих систем, которые обеспечивают высокое качество регулирования при действии произвольных возмущающих сил, если эти системы являются физически реализуемыми.

Теоретически инвариантность системы к возмущающему воздействию может быть достигнута, если действие на систему возмущения будет полностью исключено за счет компенсирующего сигнала, воздействующего на вход какого-то элемента системы. Для построения электропривода, обладающего свойствами инвариантности необходима информация об основных возмущениях. Для получения такой информации применяются методы косвенной оценки возмущающих воздействий.

Структура системы комбинированного управления. В [2] предложено устройство косвенного измерения возмущения для оценки величины момента (тока) статической нагрузки. Инвариантная связь по моменту (току) может быть введена на вход регулятора скорости (PC) или регулятора тока (PT) через компенсирующее устройство (КУ). Введение компенсирующей связи на вход регулятора тока обеспечивает большую простоту реализации КУ по сравнению с подачей на вход регулятора скорости (особенно при использовании пропорционально-интегрального регулятора).

Структурная схема исследуемого электропривода при подаче сигнала компенсации на вход регулятора тока приведена на рис. 2.



Рис. 2.

Передаточная функция корректирующего устройства определяется выражением

$$W_{\rm K}(p) = \frac{k_{\rm AT}(a_{\rm T} T_{\mu}^2 p + a_{\rm T} T_{\mu} p + 1)}{k_{\rm A}}, \qquad (1)$$

где $k_{\rm ДT}$ - коэффициент передачи датчика тока системы подчиненного регулирования скорости, $k_{\rm Д}$ - коэффициент усиления датчика тока устройства косвенного измерения возмущения, $a_{\rm T}$ - соотношение постоянных времени контура тока, T_{μ} - некомпенсируемая постоянная времени контура тока.

В связи с невозможностью выполнения операции идеального дифференцирования условие абсолютной инвариантности на основании выражения (1) в промышленных условиях реализовать нельзя.

Структура упрощенного корректирующего устройства должна выбираться исходя из требуемого качества переходных процессов и достаточной простоты реализации корректирующего устройства. Упрощение корректирующего устройства приводит к частичному выполнению условий инвариантности (до є).

При высоком быстродействии контура тока заданная точность может быть обеспечена без учета в (1) производных от возмущения. При этом передаточная функция корректирующего устройства имеет вид:

$$W_{\rm KI}(p) = \frac{k_{\rm AT}}{k_{\rm A}}.$$
 (2)

Если быстродействие контура тока мало, то передаточная функция компенсирующего устройства может быть представлена в виде:

$$W_{\rm K2}(p) = \frac{k_{\rm AT}(a_{\rm r}T_{\mu}p+1)}{k_{\rm A}(T_{\mu}p+1)},$$
(3)

или

$$W_{\rm K3}(p) = \frac{k_{\rm AT}(\tau_1 p + 1)}{k_{\rm A}(\tau_2 p + 1)},\tag{4}$$

где $T_{\rm Д}$ – постоянная времени датчика тока устройства косвенного измерения возмущения, $\tau_1 = 1,1 \ a_{\rm T} T_{\mu}, \tau_2 = 0,1 \ \tau_1.$

Моделирование. Система комбинированного управления, приведенная на рис. 1, была исследована с использованием пакета Matlab при выборе корректирующих устройств с передаточными функциями (2) – (4). При моделировании было сделано допущение, что $k_{\rm ДT} = k_{\rm Д}$. Графики переходных процессов приведены на рис. 3.



Рис. 3.

Анализ приведенных графиков показывает, что время переходного

процесса для всех исследуемых вариантов составляет около 0,1 с. При этом величина динамической ошибки по скорости составляет от 1,9 с⁻¹ - при использовании корректирующего устройства по (2) до 1,1 с⁻¹ - для корректирующего устройства по (4).

Обсуждение полученных результатов. Применение комбинированного управления позволяет уменьшить величину динамической ошибки по скорости.

Выводы.

1. Вид корректирующего устройства оказывает значительное влияние на динамическую точность электропривода.

2. Величина ошибки будет минимальной при использовании корректирующего устройства в виде интегрально-дифференцирующего звена с передаточной функцией (4).

Список литературы: 1. Попов Е.П. Теория линейных систем автоматического регулирования и управления. М.: Наука, 1989. 2. Егоров В.Н., Шестаков В.М. Динамика систем электропривода. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1983.



Анищенко Николай Васильевич, доцент, кандидат технических наук. Защитил диплом инженера в Харьковском политехническом институте по специальности электрификация промышленных предприятий в 1982 г., диссертацию кандидата технических наук по специальности роботы и манипуляторы в 1987 г. Профессор кафедры "Автоматизированные электромеханические системы" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт".

Научные интересы связаны с проблемами управления электроприводами металлорежущих станков с ЧПУ, исследования электродвигателей малой мощности для электробытовой техники.

Поступила в редколлегию 04.09.2009

УДК 621.313:536.2.24:539.2

В.Ф. БОЛЮХ, д-р техн. наук, проф., НТУ "ХПІ", Харків *М.О. РАССОХА*, аспірант, НТУ "ХПІ", Харків

ІМПУЛЬСНІ ПЕРЕРИВАННЯ СТРУМУ ІНДУКТОРА ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОГО ІМПУЛЬСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

Розглянуто вплив імпульсних переривань струму індуктора електромеханічного імпульсного перетворювача, при яких формуються кругі фронти, на ефективність роботи для рухомого та загальмованого якорю. На основі проведених розрахунків надані рекомендації щодо покращення робочих характеристик перетворювача.

Рассмотрено влияние импульсных прерываний тока в индукторе электромеханического преобразователя, при которых формируются крутые фронты, на эффективность работы для подвижного и заторможенного якоря. На основании выполненных расчетов даны рекомендации по улучшению рабочих характеристик преобразователя.

Вступ. Для створення потужних силових імпульсів в широкому діапазоні енергій застосовуються ударні електромеханічні імпульсні перетворювачі (УЕІП), в яких енергія електромагнітного поля переходить в механічну впродовж короткого проміжку часу. Подібні перетворювачі використовуються в багатьох галузях техніки для обробки поверхонь, розгону прискорюваних об'єктів, в якості приводів в різноманітних пристроях, тощо [1-3].

Аналіз літератури. Відносно низька ефективність перетворення електричної енергії в механічну в УЕШ індукційного типу спричинена неузгодженістю електромагнітних, механічних та теплових процесів внаслідок їх імпульсного характеру [4]. При цьому на прискорюваний якір зі сторони нерухомого індуктора діє як електродинамічна сила відштовхування, яка направлена на здійснення робочого циклу, так і "паразитна" сила притягання, яка виникає через певний проміжок часу і знижує ефективність роботи пристрою. Одним із напрямків поліпшення робочих характеристик УЕШ є створення крутих фронтів у струму індуктора, що збуджується від ємнісного накопичувача, наприклад шляхом імпульсних переривань за допомогою електронних схем регулювання [5]. Мета дослідження. Метою роботи є аналіз можливості підвищення ефективності УЕІП завдяки формуванню крутих фронтів імпульсу струму індуктору з використанням IGBT-транзисторів, які забезпечують імпульсне переривання.

Електрична схема УЕШ. Досліджуваний УЕІП живиться аперіодичним імпульсом, оскільки це дозволяє використовувати в якості ємнісного накопичувача високоенергетичні низьковольтні електролітичні конденсатори. Електрична схема такого УЕІП наведена на рис.1 Смнісний накопичувач С заряджається від джерела постійної напруги (ДПН), і при досягненні визначеної зарядної напруги U₀ від'єднується від ДПН. При подачі сигналу з джерела живлення ДЖ IGBTтранзистор VT₁ відкривається, ємнісний накопичувач розряджається через діод VD_1 на індуктор з нелінійним активним опором $R_1(T_1)$ та індуктивністю L_1 . При цьому генерується імпульсне магнітне поле, яке, внаслідок наявності між якорем та індуктором взаємоїндуктивності M_{12} , на початку перехідного процесу наводить усереднений струм протилежного напрямку в колі якоря з нелінійним опором $R_2(T_2)$ та індуктивністю L₂. Між індуктором та якорем виникає електродинамічна сила, під дією якої останній набуває швидкості V. Індуктор шунтований зворотним діодом VD_2 , резисторами $R_{\pi l}$ і $R_{\pi 2}$ $(R_{\pi 2} >> R_{\pi l})$ та IGBT-транзистором VT₂, що дозволяють регулювати швидкість затухання аперіодичного імпульсу. В табл. 1 подані значення основних параметрів досліджуваного УЕІП.

Значення
100
10
10
100
6
2,5
1
46
1,8×4,8
7,5
0,45
400

Таблиця 1 – Основні параметри ударного електромеханічного імпульсного перетворювача

Математична модель УЕШ. Електромагнітні процеси в колі індуктора УЕШ залежать від положення наведених на рис. 1 електронних ключів, які вважаємо ідеальними. Вплив нерівномірності розподілу індукованого в якорі струму на процеси в УЕШ враховується шляхом представлення якорю у вигляді сукупності концентрично розташованих елементарних короткозамкнених контурів малого поперечного перетину. Запишемо електромагнітні процеси в УЕШ при різних положеннях ключів наступною системою рівнянь [6]:



Рис. 1.

$$R_{1}(T_{1})i_{1}(t) + L_{1}\frac{di_{1}}{dt} + \frac{1}{C}\int_{0}^{t_{p}}i_{1}(t)dt + M_{12}(z)\frac{di_{2}}{dt} + \dots + M_{1n}(z)\frac{di_{n}}{dt} + i_{2}(t)V(t)\frac{dM_{12}}{dz} + \dots$$

$$\dots + i_{n}(t)V(t)\frac{dM_{1n}}{dz} = U_{0}; \qquad (1)$$

$$R_{1}(T_{1})i_{1}(t) + R_{q}i_{1}(t) + L_{1}\frac{di_{1}}{dt} + M_{12}(z)\frac{di_{2}}{dt} + \dots + M_{1n}(z)\frac{di_{n}}{dt} + i_{2}(t)V(t)\frac{dM_{12}}{dz} + \dots$$

$$\dots + i_{n}(t)V(t)\frac{dM_{1n}}{dz} = 0;$$

$$R_{q} = \begin{cases} R_{n1}, q = 1 \\ R_{n1} + R_{n2}, q = 2 \end{cases}; \qquad (2)$$

$$R_{2}(T_{2})i_{2}(t) + L_{2}\frac{di_{2}}{dt} + M_{21}(z)\frac{di_{2}}{dt} + M_{23}(z)\frac{di_{3}}{dt} + \dots + M_{2n}(z)\frac{di_{n}}{dt} + i_{1}(t)V(t)\frac{dM_{12}}{dz} = 0;$$

$$R_{n}(T_{n})i_{n}(t) + L_{n}\frac{di_{n}}{dt} + M_{n,1}\frac{di_{1}}{dt} + \dots + M_{n,n-1}(z)\frac{di_{n}}{dt} + i_{1}(t)V(t)\frac{dM_{1n}}{dz} = 0.$$
 (3)

де 1 – індекс індуктора; 2,..., n - індекси елементарних контурів якоря, що рухається зі швидкістю V(t); $R_p(T_p)$, L_p , i_p , T_p - відповідно, опір, індуктивність, струм та температура p-го елементарного контуру; M_{nk} взаємоїндуктивність між n-им і k-им контурами; t_p – тривалість розрядного імпульсу. Рівняння (1) відповідає електричним процесам розряду ємнісного накопичувача на індуктор через VD_1 при відкритому VT_1 . Рівняння (2) описує замикання струму індуктора через зворотній діод VD_2 , що відбувається після досягнення напругою на ємнісному накопичувачі нуля або після закриття VT_1 . Якщо VT_2 відкрито, струм замикається по шляху з меншим опором – через VT_2 , $R_{д1}$ та VD_2 . Цьому випадку відповідає значення q = 1. В разі вимкненого стану VT_2 , струм тече через $R_{д2}$, $R_{д1}$ та VD_2 , що відповідає значенню q = 2. В останньому випадку струм в індукторі швидко згасає внаслідок значного сумарного опору кола індуктора. Система рівнянь (3) описує сукупність короткозамкнених контурів якоря.

На якір в напрямку осі z зі сторони індуктора діє імпульс сили:

$$FI = \int_{0}^{t} f_z(t,z) dt, \qquad (6)$$

де $f_z(t,z)$ - миттєва електродинамічна сила, яка залежить як від струмів індуктора і якоря, так і від їх взаємного положення:

$$f_z(t,z) = i_1(t) \sum_{p=2}^n i_p(t) \frac{dM_{1p}}{dz}(z) .$$
⁽⁷⁾

Швидкість якоря можна виразити наступним чином:

$$V(t_{n+1}) = V(t_n) + \frac{t_{n+1} - t_n}{m_{ank}} \left\{ i_1(t_n) \sum_{p=2}^n i_p(t_n) \frac{dM_{1p}}{dz}(z) - K_P \Delta Z(t_n) - \frac{\pi}{8} \gamma_a \beta_a D_{ex2}^2 V^2(t_n) \right\},$$
(8)

де $\Delta Z(t_n)$ – переміщення якорю, γ_a – густина повітря; β_a – коефіцієнт аеродинамічного опору.

Форми імпульсу індуктора. Струм індуктора без переривань. До моменту досягнення напругою на ємнісному накопичувачі нульового значення t_{u0} струм в колі індуктора описується рівнянням (1). Після чого струм індуктора замикається через VD_2 і описується рівнянням (2) при q = 1. На рис.2 наведені криві щільності струму в індукторі j_1 та якорі j_2 , напруга на ємнісному накопичувачі u_c , масштабовані значення електромагнітної сили f_z та імпульсу цієї сили FI при $U_0 = 400$ В, C = 2500 мкФ для випадку рухомого якорю. Як видно на рис. 2, зсув фаз між струмами в якорі та індукторі призводить до виникнення від'ємної електродинамічної сили при набутті цими струмами однакового знаку. Така сила є паразитною і викликає зниження загальної ефективності перетворювача. Позначимо момент переходу f_z через нуль як t_{f0} .

Струм індуктора з імпульсним перериванням в момент t_{f0} . Замкнувши струм індуктора через резистор зі значним опором $R_{д2}$ досягаємо швидкого затухання аперіодичного імпульсу, нівелюючи таким чином вплив паразитної(притягальної) сили f_z на роботу УЕПП (рис. 3). При цьому струм в колі індуктора описується рівнянням (1) для $t < t_{u0}$, рівнянням (2) з q=1 для $t_{u0} < t < t_{f0}$ і рівнянням (2) з q=2 для $t > t_{f0}$. При $t > t_{f0}$, одночасно зі стрімким зменшенням струму індуктора починає зростати струм в якорі, виходячи на значення, що перевищують встановлені у випадку аперіодичного струму без переривань.



Струм індуктора з серійним імпульсним перериванням. Імпульс струму обривається в будь-який момент часу tob вимкненням VT₁ при шунтуванні індуктора зворотнім діодом VD₂ через резистор зі значним опором R_{n2} . Вмикаючи VT_1 через певний проміжок часу t_n ми поновлюємо процес розряду ємнісного накопичувача на індуктор. Повторюючи цикл вмикання-вимикання з періодом $t_c = t_{ob} + t_{\pi}$ до повного розряду ємнісного накопичувача формуємо серію імпульсів зі стрімко наростаючими фронтами. Для t<toб струм в колі індуктора описується рівнянням (1), для $t_{ob} < t < t_{ob} + t_{\pi}$ - рівнянням (2) при q=2. Це дозволяє перевірити ідею [5] про можливість форсування робочих характеристик УЕПП при застосуванні крутих фронтів. На рис. 4 наведені електромеханічні характеристики УЕІП для серії імпульсів з $t_c = 0.5t_f$. При обриві струму в індукторі струм індуктивно пов'язаного з ним якорю також прямує до нуля і змінює знак, а накопичена в системі енергія магнітного поля розсіюється на резисторі. Тому, незважаючи на більшу сумарну тривалість загостреного фронту струму в індукторі, загальна ефективність електромеханічного перетворювача знижується, що відображається в менших значеннях імпульсу сили.



Розглянемо особливості електромагнітних процесів в УЕШ при C = 25000 мкФ. На рис. 5 наведені електромеханічні характеристики такого УЕШ для рухомого якорю без переривань струму індуктора. Порівнюючи рис. 5 з рис. 2 бачимо, що при зростанні ємності накопичувача зменшується частота перехідного процесу і збільшується зсув фаз. Внаслідок цього збільшується проміжок часу за який струм індуктора та якоря мають однаковий знак, що призводить до зростання впливу паразитної сили на робочі характеристики УЕШ, і більш стрімкого зниження *FI* з часом. Струм в індукторі збільшується нерівномірно, змінюючи свій характер на більш пологий в момент максимуму струму в якорі.

Як випливає з рис. 5, при C = 25000 мкФ для досліджуваного УЕШ $t_{f0} < t_{u0}$. Отже, обриваючи імпульс в індукторі в момент t_{f0} (рис. 6) ми не тільки нівелюємо вплив паразитної сили на загальну ефективність УЕШ, але і заощаджуємо певну частину енергії, що залишається в ємнісному накопичувачі при u_{cf} , де u_{cf} – напруга на ємнісному накопичувачі в момент t_{f0} . При цьому струм в індукторі для $t < t_{f0}$ описується рівнянням (1), а для $t > t_{f0}$ - рівнянням (2) при q=2.

При серійному формуванні крутих фронтів кількість циклів задається таким чином, щоб ємнісний накопичувач розрядився до $u_c = u_{cf}$. На рис. 7 наведені електромеханічні характеристики УЕШ для серії імпульсів з $t_c = 0.5t_f$. Як і у випадку з меншою ємністю (рис. 4) розбиття єдиного імпульсу на серію імпульсів знижує ефективність роботи пристрою.

Вплив імпульсних переривань струму індуктора на ефективність УЕШ. Порівняємо ефективність УЕШ з перериванням і без перериванням струму індуктора для режимів рухомого (розглянуті вище на рис. 2 – рис. 7) та фіксованого якорю. Останній характеризується незмінним магнітним зв'язком між якорем та індуктором. Для порівняння використовуватимемо значення імпульсу сили якорю FI_{fin} по завершенню перехідного процесу.



На рис. 8,а порівнюються значення FI_{fin} при C = 2500 мкФ для наступних випадків: А –струм в індукторі без імпульсних переривань; В – струм в індукторі з імпульсним перериванням в момент t_{f0} ; C,D,E – струм в індукторі з серійними імпульсними перериваннями відповідно для $t_c=0,5t_{f0}, t_c=0,25t_{f0}, t_c=0,125t_{f0}$. В усіх випадках ємнісний накопичувач розряджається до нульової напрути. Як випливає з рис.8,а і для рухомого і для фіксованого якорю відсікання паразитної сили у випадку В підвищує FI_{fin} порівняно з А. Подальше ж розбиття одного імпульсу на серію імпульсів з меншою тривалістю (C,D,E) знижує ефективність УЕШ.





На рис. 8,6 порівнюються значення FI_{fin} при C = 25000 мкФ для режимів, аналогічних наведеним на рис. 8,а. Відмінність від попереднього випадку полягає в розряді ємнісного накопичувача для В,С,D,Е до $u_c = u_{cf}$, а не до нуля. Основні тенденції зміни FI_{fin} збігаються з наведеними на рис. 8,а. Значення FI_{fin} для режиму фіксованого якорю більші від FI_{fin} для рухомого якорю. Це пояснюється виходом рухомого якорю із зони ефективної магнітної взаємодії з індуктором. Як випливає з рис. 8,6 особливо чітко подібна різниця проявляється у випадку перехідних процесів з низькою частотою (в даному випадку, обумовленою великою ємністю накопичувача). При цьому рухомий якір значно віддаляється від індуктора ще до завершення перехідного процесу в останньому, внаслідок чого його FI_{fin} суттєво менший від FI_{fin} фіксованого якорю за тих же умов.

Висновки. Імпульсне переривання струму індуктора дозволяє як підвищити так і знизити ефективність УЕІП в залежності від моменту дії. Доцільно застосовувати переривання струму індуктора в момент переходу струму в якорі через нуль, що усуває паразитну силу, генеровану в УЕІП при однонаправленому протіканню індукованого та збуджувального струмів. Для УЕІП зі значним зсувом фаз між струмами якоря та індуктора подібне переривання заощаджує частину енергії ємнісного накопичувача. Водночас, серійне імпульсне переривання струму індуктора з утворенням послідовності імпульсів меншої тривалості та "загостреними" фронтами знижує загальну ефективність перетворення електричної енергії в механічну.

Список джерел інформації: 1. Татмышевский К.В., Козлов С.А. Магнитно-импульсные установки для испытаний изделий авиакосмической техники на ударные воздействия // Авиакосмическое приборостроение. - 2005. №12. -С. 52-57. 2. Батыгин Ю.В., Бондаренко А.Ю., Чаплыгин Е.А. Электродинамические процессы в цилиндрической индукционной индукторной системе для магнитно-импульсного притяжения листовых заготовок // Авиационно - космическая техника и технология. - 2007. - №11 (47). - С. 109-117. 3. Chemerys V.T., Bolyukh V.F. Prospectives of new coilgun design development // Артиллерийское и стрелковое вооружение. – 2008. – № 3. – С. 44-52. 4. Тютькин В.А. Магнитно-импульсный способ разрушения сводов и очистки технологического оборудования от налипших материалов // Электротехника. - 2002. - № 11. - С. 24-28. 5. Пат. 011246 ЕП, МПК Ĥ01F 7/06. Электродинамический привод /В.И. Кулыгин, И.О. Кирилюк, В.А. Когородский, С.Г. Ломов – № 200701722. – Заявлено 19.07.2006. - Опубл. 27.02.2009. 6. Болюх В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Щукин И.С. Синтез параметров высокоэффективного электромеханического преобразователя ударного действия // Технічна електродинаміка. Тем. випуск: Проблеми сучасної електротехніки. – 2008. – Ч. 2. – С. 63-68.



Болюх Володимир Федорович, професор, доктор технічних наук. Захистив диплом інженера за фахом "Кріогенна техніка" в 1979 р., дисертації кандидата і доктора технічних наук в Харківському політехнічному інституті за фахом слектричні машини і апарати, відповідно в 1987 і 2003 рр. Професор кафедри "Загальна електротехніка" Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут" з 2004 р. Наукові інтереси пов'язані з проблемами лінійних електромеханічних перетворювачів, кріогенних і надпровідникових електромеханічних пристроїв.



Рассоха Максим Олексійович. Захистив диплом інженера в Національному технічному університеті "Харківський політехнічний інститут" у 2008 р. Аспірант кафедри "Загальна електротехніка" з 2008 р. Наукові інтереси пов'язані з індукційно-динамічними двигунами.

Надійшла до редколегії 16.11.2009

УДК 621.313.333-213.34:621.34

Е.А. ВАРЕНИК, канд. техн. наук, директор, УкрНИИВЭ, Донецк *А.В. КУКУЛЕВСКИЙ*, инженер, начальник отдела, УкрНИИВЭ, Донецк

В.А. ГОРЧАКОВ, инженер, зам. начальника отдела, УкрНИИВЭ, Донецк

А.В. ЖЕЛЕЗНЯКОВ, канд. техн. наук, зав. сектором, УкрНИИВЭ, Донецк

ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛИ ЭКВК ДЛЯ ПРИВОДА УГОЛЬНЫХ КОМБАЙНОВ

Стаття присвячена питанням розробки, виробництва і впровадження вибухозахищених асинхронних електродвигунів типу ЕКВК з поліпшеними технічними характеристиками для приводу виконавчого органу очисного комбайна в умовах сучасної економічної ситуації. Приведені результати випробувань електродвигунів ЭКВК3,5-200-1 і ЭКВК4-220.

Статья посвящена вопросам разработки, производства и внедрения взрывозащищенных асинхронных электродвигателей типа ЭКВК с улучшенными техническими характеристиками для привода исполнительного органа очистного комбайна в условиях современной экономической ситуации. Приведены результаты испытаний электродвигателей ЭКВК3,5-200-1 и ЭКВК4-220.

Вступление. В настоящее время финансовое положение потенциальных инвесторов научно-технической продукции ухудшилось, и они не в состоянии заказывать разработку конструкторской документации на новую технику или ее модернизацию . Поэтому актуальной проблемой является формирование и реализация новой стратегии разработки взрывозащищенного электрооборудования, ориентированной на сохранение и развитие Украинского научно-исследовательского, проектноконструкторского и технологического института взрывозащищенного и рудничного электрооборудования с опытно-экспериментальным производством (УкрНИИВЭ) в условиях мирового кризиса.

Антикризисная стратегия Украины основана на принципах так называемой "смешанной экономики", в которой государство становится субъектом рынка и за счет средств, накопленных в период экономического подъема, создает стабилизационный фонд, который вкладывает в ключевые сферы экономики.

В современных условиях одной из таких сфер народного хозяйства

Украины, куда будут поступать финансы в рамках государственных заказов, является топливно-энергетический комплекс страны, при этом приоритетными будут те предприятия, которые реализуют ресурсоэнергосберегающие технологии, построенные на отечественном, а не на импортном дорогостоящем оборудовании. Отсюда, основной идеей формирования антикризисной стратегии разработки взрывозащищенного электрооборудования должно быть создание и платежеспособный сбыт ресурсо-энергосберегающих изделий, выпуск которых осуществляет собственное опытно-экспериментальное производство.

В серийном комбайновом рудничном взрывозащищенном асинхронном двигателе (АД) типа ЭКВЗ,5-180, созданном институтом Донгипроуглемаш совместно с ОАО "Первомайский электромеханический завод им. К. Маркса" (ПЭМЗ) в корпусе формы параллелепипеда, имеющем два выступающих конца вала, литую алюминиевую обмотку ротора и предназначенном для работы в повторно-кратковременном режиме S4 (продолжительность включения ПВ 60 %, частота включений 30 вкл/ч и коэффициент инерции FJ=1,2) по ГОСТ 183-74, довольно часто (особенно при выемке крепких углей) выходили из строя обмотка ротора и подшипниковые узлы. Основной причиной высокой аварийности данного АД явилось несоответствие заданного в техническом задании режима работы реальному режиму. Последний оказался весьма близким к продолжительному режиму работы S1 по ГОСТ 183-74.

Поэтому для комбайна УКДЗ по инициативе АП "Шахта им. А.Ф. Засядько" были начаты исследовательские работы с целью повышения надежности АД за счет увеличения его мощности не менее чем до 200 кВт и ПВ до 100 %. С этой целью заказчик разрешил увеличить высоту корпуса нового АД до 400 мм, но при этом потребовал сохранить его длину (1120 мм) и установочно-присоединительные размеры унифицированными с ЭКВЗ,5-180. Предполагалось, что новыми АД будут комплектоваться также и модернизированные комбайны КА-200.

Цель, задачи исследований. Информирование потребителей о разработке, испытаниях и внедрении надежных АД с водяным охлаждением корпуса и короткозамыкателем, двумя выступающими концами вала имеющими шлицы, соответственно для привода исполнительного органа и механизма подачи комбайнов КА200 и УКД200-250, уровне их основных технических характеристик.

Основной текст. С каждым годом усложняются горногеологические условия добычи полезных ископаемых в подземных условиях. Не большая мощность 0,8...1,3 м, частые породные включения и сложная гипсометрия пластов, а также высокая сопротивляемость угля резания, и постоянная необходимость повышения нагрузки на очистные забои, поставили задачу создания нового поколения добычных комбайнов. Требования надежности, повышения энерговооруженности и энергетических характеристик привода резания выходят на первый план при разработке данных машин.

Институт Донгипроуглемаш взялся за решение данной проблемы и спроектировал очистные комбайны КА200 и УКД200-250. Для привода исполнительных органов данных машин потребовалось создание новых электродвигателей с улучшенными энергетическими характеристиками, при сохранении минимальных габаритных размеров.

УкрНИИВЭ, совместно с институтом Донгипроуглемаш и ЗАО "Горловский машиностроитель" разработал, изготовил и испытал АД типа ЭКВК3,5-200-1 (рис. 1) и ЭКВК4-220 (рис. 2).



При разработке конструкции АД учитывалось их оптимальное расположение на комбайнах, удобство подвода силового и контрольного кабелей, проточной воды для охлаждения корпуса, а также удобство при их эксплуатации и проведении регламентно-ремонтных работ. Корпуса АД имеют форму параллелепипеда с круглыми центрирующими заточками и фланцами крепления, выполненными из стального проката или литья. Вводные устройства, расположенные сбоку корпусов АД, имеют: шесть силовых шпилек, что позволяет производить переключение обмотки статора в "Звезду" или "Треугольник" и подводить соответствующее напряжение (первоначально электродвигатели изготавливались на напряжение 660 В или 1140 В, в зависимости от требований Заказчика) и шесть контрольных зажимов для цепей управления, три из которых предназначены для подключения температурной защиты; короткозамыкатель с рукояткой на положения "Готов", "Стоп" и "Блокировка"; два (для ЭКВК4-220) и один (для ЭКВК3,5-200-1) кабельных ввода с диаметром условного прохода D_v=63 мм; кабельный ввод с D_v=32 мм (для ЭКВК4-220); два зажима заземления.

Номинальные значения основных параметров двигателей в режи-

Наименование параметра	ЭКВК3,5-200-01	ЭКВК4-220
Номинальная мощность, кВт	200	220
Номинальное напряжение, В	1140/	660
Номинальный ток, А	130/225	142/246
Синхронная частота вращения, об/мин	150	00
Номинальное скольжение, %	3,6	1,5
Коэффициент полезного действия, %	91,4	92,0
Коэффициент мощности	0,86	0,85
Начальный пусковой ток, А	767/1327	847/1463
Начальный пусковой вращающий момент, Нм	2115	2844
Максимальный вращающий момент, Нм	3000	3646
Номинальный вращающий момент, Нм	1321	1424
Отношение начального пускового тока к номинальному	5,95	5,96
Отношение начального пускового вращающего момента к номинальному	1,6	2,0
Отношение максимального вращаю- щего момента к номинальному	2,27	2,56
Момент инерции ротора, кг м ²	0,83	1,33
Частота тока, Гц	5()

ме S1 по ГОСТ183 -74 приведены в табл. 1.

Таблица 1 – Основные параметры двигателей в режиме S1 (ГОСТ183-74)

Электродвигатели имеют рудничное взрывозащищенное исполнение PB-3B Иа по ГОСТ 12.2.06-76 для поставок на внутренний рынок и исполнение Exdib1 для поставок в Россию и другие страны СНГ, а также искробезопасные электрические цепи температурной защиты и предназначены для работы в подземных выработках угольных шахт опасных по метану и угольной пыли.

Двигатели выполнены с комбинированной системой охлаждения за счет циркуляции воздушной среды во внутренней полости и проточной воды, проходящей по лабиринтным каналам корпуса, и имеют защиту от внешних воздействий пыли и влаги – IP54 в соответствии с ГОСТ17494-87. Номинальные значения климатических факторов соответствуют ГОСТ15150-69 и ГОСТ15534.1-89, при этом температура охлаждающей воды должна быть 1...5 °С, а ее минимальный расход – 1,2 м³/ч при максимальном давлении 2 МПа.

Мощность данных АД повышена до 200 кВт и 220 кВт соответственно. Номинальный режим работы – S1, но возможна работа в повторно-кратковременном режиме S4 ПВ 60 %, 30 включений в час.

В настоящее время собственными силами института освоено производство и поставка заказчикам электродвигателей ЭКВК3,5-200-01 и ЭКВК4-220 с улучшенными техническими характеристиками для привода исполнительных органов и механизмов подачи очистных комбайнов КА-200 и УКД200-250 соответственно, что является практическим шагом в



Рис. 3.

реализации антикризисной стратегии института, ориентированной на потребителей мелкосерийной продукции, адекватной технологическим возможностям своего опытно-экспериментального производства.

Преимуществом выпуска определенной номенклатуры продукции на собственном опытноэкспериментальном производстве является возможность реализации гибкой ценовой стратегии, позволяющей при определенных уступках в цене увеличивать сбыт и в конечном счете прибыль.

Двигатель ЭКВК 4-220 – победитель всеукраинского конкурса качества продукции "100 кращих товарів України" 2008 года (рис. 3).

Выводы.

1. Показана практическая реализация антикризисной стратегии разработки взрывозащищенного электрооборудования, которая заключается в организации производства взрывозащищенных изделий, пользующихся платежеспособным спросом, силами собственного опытноэкспериментального производства.

2. Впервые в Украине созданы комбайновые электродвигатели ЭКВК3,5-200-01 и ЭКВК4-220 мощностью 200 кВт и 220 кВт соответственно с улучшенными техническими характеристиками для режима работы S1, имеющие короткозамыкатели, что обеспечивает высокую производительность комбайнов КА-200 и УКД200-250 для выемки пластов угля мощностью 0,8...1,3 м и повышение уровня безопасности обслуживания двигателей и комбайнов.

Список источников информации. 1. Вареник Е.А., Омельченко А.Н., Лазебник Р.М. Антикризисная стратегия разработки взрывозащищенного электро-

оборудования // Взрывозащищенное электрооборудование: Сб.науч.тр. Укр-НИИВЭ. – Донецк: ООО "АИР", 2009. – С.7-13. **2.** Дмитренко Ю.И., Кукулевский А.В., Абара О.Л., Макаров К.Д., Рипула В.Н. Электродвигатель ЭКВК4-220 для привода угольного комбайна УДК200-250 // Взрывозащищенное электрооборудование: Сб.науч.тр. УкрНИИВЭ. – Донецк: ООО "Юго-Восток, Лтд" 2006. – С.295-300.



Вареник Евгений Александрович, кандидат технических наук. Защитил диплом инженера в Донецком политехническом институте по специальности электропривод и автоматизация промышленных установок в 1976 г. Диссертацию кандидата технических наук защитил в Национальном горном университете Украины по специальности электрические комплексы и системы в 2004 г. Директор института УкрНИИВЭ с 2003 г.

Научные интересы связаны с проблемами современной стратегии организации и развития научно-производственного комплекса взрывозащищенного электрооборудования.



S.



Кукулевский Алексей Васильевич, инженер. Защитил диплом инженера в Краматорском индустриальном институте по специальности технология машиностроения, металлорежущие станки и инструменты в 1984 г. Заведующий комплексным научно-исследовательским отделом электрических машин УкрНИИВЭ с 2006 г. Научные интересы связаны с проблемами разработки и исследования новых экспериментальных и совершенствования существующих технологий производства взрывозащищенных асинхронных электродвигателей.

Горчаков Виталий Александрович, инженер. Защитил диплом инженера в Донецком политехническом институте по специальности горные машины и комплексы в 1992 г. Заместитель заведующего комплексным научно-исследовательским отделом электрических машин УкрНИИВЭ с 2006 г.

Научные интересы связаны с проблемами экспериментальных исследований и внедрения взрывозащищенных асинхронных электродвигателей.

Железияков Андрей Владимирович, кандидат технических наук. Защитил диплом инженера в Московском энергетическом институте по специальности городской электрический транспорт в 1987 г. Диссертацию кандидата технических наук защитил в ГВУЗ "Донецкий национальный технический университет" по специальности электрические машины и аппараты в 2008 г. Заведующий сектором электромагнитных расчетов электрических машин УкрНИИВЭ с 2007 г.

Научные интересы связаны с проблемами физических полей в электрических машинах, совершенствованием методик электромагнитного и теплового расчетов взрывозащищенных асинхронных двигателей

Поступила в редколлегию 1.10.2009

УДК 621.314:621.391

Ю.Н. ВАСЬКОВСКИЙ, д-р техн. наук, проф., НТУУ "КПИ", Киев *Ю.А. ШУМИЛОВ*, д-р техн. наук, проф., НТУУ "КПИ", Киев *А.В. ШТОГРИН*, инженер, Хмельницкая АЭС, Хмельницкий

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА УСТАЛОСТНОГО РАЗРУШЕНИЯ ЗУБЦОВ КРАЙНИХ ПАКЕТОВ СЕРДЕЧНИКА СТАТОРА МОЩНЫХ ТУРБОГЕНЕРАТОРОВ

Предложена расчетная модель, объясняющая возможные причины разрушения зубцов крайних пакетов сердечника статора мощных турбогенераторов резонансными явлениями в зубцах.

Запропонована розрахункова модель, що пояснює можливі причини руйнування зубців крайніх пакетів осердя потужних турбогенераторів резонансними явищами в зубцях.

Введение. В процессе эксплуатации мощных турбогенераторов неоднократно фиксировались факты разрушения зубцов крайних пакетов сердечника статора после продолжительного периода их работы. Были установлены случаи "распушения" (расслоения) шихтованных пакетов, полученных склеиванием тонких листов стали. Наблюдались



Рис. 1.

обломы коронок зубцов, что в итоге приводило к повреждению изоляции расположенной в пазах статора обмотки и ее короткому замыканию. При этом в ряде случаев поврежденные зубцы располагались не в крайних пакетах статора, а в рядом расположенных пакетах [1]. На рис. 1 изображены фрагменты поврежденных зубцов крайних пакетов сердечника статора ТВВ-1000-2 на третьем энергоблоке ЮУАЭС.

Ранее проводившийся анализ причин повреждений зубцов не смог дать однозначного объяснения наблюдаемому явлению [1-4].

Цель работы – разработка расчетной модели, позволяющей объяснить разрушения зубцов резонансными явлениями, обусловленными вибрациями сердечника статора.

Модель зубца. Известно, что с целью уменьшения вихревых токов и потерь в крайних пакетах сердечника статора выполняется их скос. Другими словами, ряд примыкающих к торцу сердечника пакетов выполняется с различной высотой зубцов, причем, чем ближе расположен пакет к торцу, тем меньше высота его зубца. Например, в TBB-1000-2 высота зубцов статора изменяется от 222 мм (пакеты в центральной активной зоне) до 50 мм (на торце статора).

Рассмотрим следующую модель зубца. Представим зубец в виде призматического стержня, один из концов которого жестко присоединен к ярму, а второй может свободно перемещаться. Под действием описанных в работе [5] осевых вибраций сердечника статора закрепленный конец зубца вибрирует вместе с ярмом, в результате чего зубец совершает поперечные упругие колебания.

Уравнение, описывающее поперечные колебания призматического стержня с одним жестко закрепленным концом, имеет следующий вид [6]:

$$EI\frac{\partial^4 y}{\partial x^4}dx = -\rho F \cdot dx\frac{\partial^2 y}{\partial t^2}$$
(1)

где *EI* - жесткость стержня при изгибе; ρ – плотность материала; *F* – площадь поперечного сечения.

С учетом граничных условий при решении дифференциального уравнения четвертого порядка (1) получим конечное частотное уравнение

$$\cos kl \cdot \operatorname{ch} kl = -1. \tag{2}$$

Последовательный ряд корней этого уравнения равен:

 $k_1l = 1,875; k_2l = 4,694; k_3l = 7,855; k_4l = 10,996; k_5l = 14,137,$

где $k_i l$ обозначает форму колебаний, приближенное значение которой можно определить по формуле $k l \approx \left(i - \frac{1}{2}\right)_{m}$

Для первой формы колебаний получим собственную частоту колебаний

$$f_1 = \frac{(1,875)^2}{2\pi L^2} \cdot \sqrt{\frac{E \cdot I}{\rho \cdot F}}, \qquad (3)$$

где *L* – длина стержня; *E* - модуль упругости; *I* – момент инерции поперечного сечения; *р* – плотность; *F* – площадь поперечного сечения.

Для консольно закрепленного стержня переменного поперечного сечения выражение (3) можно представить в виде

$$f_1 = \frac{\alpha_1 \cdot r_n}{2\pi \cdot L^2} \cdot \sqrt{\frac{E}{\rho}}$$

где α_1 – постоянная, зависящая от конфигурации стержня; $r_n = \sqrt{I/F}$ радиус инерции поперечного сечения стержня в месте жесткой заделки.

В рассматриваемом случае изменение площади и момента инерции поперечного сечения носит линейный характер и, следовательно, радиус r_n остается постоянным по всей длине стержня.

Преобразовав выражение (3) к виду, удобному для вычисления, и приняв единую систему измерения величин, в частности, в мм и кГ, в окончательном виде получим:

$$f_1 = \frac{3.515 \cdot r_n}{2\pi \cdot L^2} \cdot \sqrt{\frac{g \cdot E}{\rho}} , \qquad (4)$$

где g = 9810 мм/сек²; $\rho = 6,88 \cdot 10^{-6}$ кг/мм³ – удельная плотность зубца; $r_n = 11,95$ мм; $E = 0,8 \cdot 10^4$ кг/мм².

Подставив численные значения исходных данных в выражение (4), получим зависимость частоты собственных колебаний для первой ее формы как функцию только лишь длины стержня:

$$f_1 = 22,59 \cdot 10^6 / L^2 \,. \tag{5}$$

Результаты расчетов. В табл. 1 представлены результаты расчетов частот первой формы собственных колебаний зубца в зависимости от его длины.

таблица 1 – тастоты первой формы собственных колеоании зубца.									
<i>L</i> , мм	222	150	100	50					
f_l , Гц	458	1003	2258	9032					

Таблица 1 – Частоты первой формы собственных колебаний зубца

Известно, что основная частота вибровозмущающих сил в сердечнике статора равна 100 Гц. Как следует из табл. 1, собственные частоты колебаний зубцов весьма удалены от частоты 100 Гц. Поэтому вибрации электромагнитного происхождения на вышеуказанной частоте резонансных колебаний *сплошных* зубцов не вызывают.

При оценке прочности зубца следует учитывать изменение характеристик его шихтованной (клеевой) структуры при длительном циклическом нагружении. Клеевые соединения вследствие усталостных явлений существенно снижают свою прочность. На рис. 2 представлены приведенные в работе [7] диаграммы усталостной прочности (сдвиг при кручении) ряда клеевых соединений на эпоксидной основе. Кривые 1-4 характеризуют соединение сталей; 1,3 – клей ЭПЦ-1; 4 – клей К-153. В этой же работе отмечено, что повышение температуры и наличие существенной статической составляющей при циклическом нагружении также существенно снижает усталостную прочность.



На рис. 2 видно, что при достаточно большом числе циклов нагружения прочность клеевых соединений существенно уменьшается, что создает предпосылки для расслоения шихтованной структуры зубца на отдельные части.

Если предположить, что вследствие разрушения клеевого слоя первичное расслоение зубца

происходит лишь в одном месте пакета, то две отдельные части зубца могут резонировать самостоятельно.

Расслоение зубца на части имеет случайный (стохастический) характер, вплоть до такого его состояния, при котором он может быть расслоен (распушен) на отдельные листы стали. Рассмотрим несколько характерных случаев расслоения зубца.

Согласно формуле (4), для разных толщин слоев зубца изменится только радиус инерции поперечного сечения

$$r_n = \sqrt{\frac{I}{F}} = \frac{h}{2\sqrt{3}} \,, \tag{6}$$

где *h* – толщина зубца.

Примем несколько толщин отколовшихся частей зубца: толщину 41,4 мм (равна толщине исходного пакета сердечника) и толщины двух его отдельных частей – 20 и 10 мм.

Модуль упругости E для отколовшихся частей зубца принимаем таким же, как и для исходного зубца $E = 0.8 \cdot 10^4 \text{ кГ/мм}^2$. В табл. 2 приведены результаты расчетов собственных частот первой формы колебаний трех пакетов зубцов четырех длин разной толщины.

	Длина зубца, <i>L</i> , мм									
Толщина, <i>h</i> , мм	222	150	100	50						
41,4	458	1003	2258	9032						
20	221	484	1090	4364						
10	110	242	545	2182						

Таблица 2 – Результаты расчетов собственных частот зубцов.

Как видно из приведенных расчетов, с уменьшением толщины отслоенной части зубца происходит снижение собственных частот его поперечных колебаний, т.е. отдельные его части могут резонировать самостоятельно. Это вызовет резкое повышение амплитуды колебания и, как следствие, возрастание деформации и напряжений, что резко интенсифицирует процесс разрушения зубца.

В дальнейшем возможно полное разрушению всех клеевых слоев зубца, в результате чего отдельные стальные листы при наличии внешнего источника колебаний будут резонировать самостоятельно. Причем форма колебаний листа может быть самая различная. Формула (4) позволяет выполнить расчеты собственных частот при различных формах колебаний. Результаты таких расчетов представлены в табл. 3, в которой показаны различные формы колебаний и возможный размер отколовшихся частей.

real frame f												
<i>L</i> , мм	222	150	100	50	Длина отломившихся							
СФ*		СЧ	**	кусочков листов $\Delta L = \frac{L}{i}$, м								
1	8	17,96	40,41	161,3	222	150	100	50				
2	51,39	112,56	253,26	1013,0	111	75	50	25				
3	143,9	315,203	709,2	2836,7	74	50	33,3	16,6				
4	282,10	617,68	1386,8	5558,9	55,5	37,5	25	12,5				
5	454,78	1020,99	2297,2	9169,5	44,4	30	20	10				

Таблица 3 – Возможный размер отколовшихся частей зубца.

*СФ – собственная форма; **СЧ – собственная частота; i – порядковый номер СФ.

При расчетах принято, что для листа стали толщиной 0,5 мм модуль упругости и плотность материала соответственно равны $E = 2.10^4$ кг/мм², $\rho = 7.8.10^{-6}$ кГ/мм².

Из табл. З видно, что в зависимости от формы колебаний и длины зубца собственные частоты колебаний отдельных листов стали лежат в широком спектре, от 8 до 9169 Гц. Имеются в этом спектре и частоты, близкие к частоте осевых электромагнитных сил на частоте 100 Гц, что обуславливает резонансные колебания листов и их разрушение. Следует подчеркнуть, что в спектре собственных частот имеются также более низкие частоты, близкие, например, к 50 Гц, которые могут совпадать с частотой возмущающих сил механического происхождения. В работе [8] показано, что кроме названных вибровозмущающих сил на частотах 100 и 50 Гц, в турбогенераторе генерируются колебания в более широком диапазоне частот, также способные вызвать резонанс групп зубцов или отдельных зубцов различной высоты. В результате колебаний зубцов, особенно интенсивных при резонансе или же вблизи резонанса, будут возникать максимальные напряжения в узлах изгиба листов, что приведет к накоплению усталостных повреждений и разрушению листов металла. Длины отломившихся кусочков листов также приведены в табл. 3.

Выводы. Расчетным путем показан возможный механизм разрушения зубцов крайних пакетов сердечника статора мощных турбогенераторов. Основными причинами, приводящими к разрушению зубцов, являются расслоение склеенных пакетов сердечника вследствие потери склеивающих и изолирующих свойств лака (клея) при длительной эксплуатации турбогенератора и повышенная вибрация отдельных листов или групп листов электротехнической стали под воздействием вибровозмущающих сил, в основном, на частотах 100 и 50 Гц. Свою долю могут вносить резонансы на инфранизких (12,5, 25 Гц) и более высоких частотах, кратных 100 и 50 Гц.

Список источников информации: 1. Бутов А.Б., Мамиконянц Л.Г., Пикульский В.А. и др. Повреждаемость и контроль запеченных концевых пакетов стали сердечников статоров турбогенераторов //Электрические станции. -2001. – № 5. – С. 41-47. 2. Голоднова О.С., Ростик Г.В. Анализ и мероприятия по предупреждению повреждений сердечников статоров турбогенераторов // Электросила. – 2004. – №43. – С. 56-64. 3. Кузнецов Д.В., Маслов В.В. и др. Дефекты турбогенераторов и методы их диагностики на начальной стадии появления // Электрические станции. – 2004. – №8. – С. 79-85. 4. Иогансен В.И. Исследование и разработка методов расчета и конструирования основных узлов высокоиспользованных турбогенераторов: Автореф. дис. д-ра техн. наук / С.-Петербург, 2003. – 32 с. 5. Васьковский Ю.Н., Шумилов Ю.А., Штогрин А.В. Анализ вибровозмущающих осевых сил в сердечнике статора мощного турбогенератора. // Електротехніка і Електромеханіка. – 2009. – №2. С. 21-26. 6. Тимошенко С.П., Янг Д.Х., Уивер У. Колебания в инженерном деле /Пер. с нгл. Л. Г. Корнейчука; Под ред. Э.И. Григолюка. – М.: Машиностроение, 1985. – 472 с. 7. Ясовский С.Р., Фрейдин А.С. – Вестник машиностроения, 1968. т. 48, № 7, с. 51-54. 8. Шумилов Ю.А. Демидюк Б.М. Штогрин А.В. Результаты экспериментальных исследований вибраций турбогенератора ТВВ-1000-2УЗ энергоблока № 3 ЮУ АЭС // // Електротехніка і Електромеханіка. – 2008. – № 5. С. 32-36.





Васьковський Юрій Миколайович, професор, доктор технічних наук. Захистив диплом інженера за фахом електричні машини і апарати в Київському політехнічному інституті в 1975 р., диплом кандидата і диплом доктора технічних наук за фахом електричні машини і апарати - в Інституті Електродинаміки НАН України відповідно в 1980 і 2001 р.р.

Наукові інтереси пов'язані з моделюванням електромагнітних полів в електромеханічних перетворювачах енергії, польовими методами аналізу фізичних полів, характеристик і параметрів електричних машин, а також вібродіагностикою технічного стану потужних синхронних машин.

Шумилов Юрій Андрійович, професор, доктор технічних наук. Захистив диплом інженера в Київському політехнічному інституті в 1956 р. за фахом електричні машини та апарати, диплом кандидата технічних наук у Київському Вищому інженерно-авіаційному військовому училищі військо-повітряних сил в 1964 р., диплом доктора технічних наук - у Харківському політехнічному інституті в 1981 р. за фахом електричні машини. З 1983 до 1998 р.р. завідувач кафедри Електромеханіки Київського політехнічного інституту, зараз – професор тієї ж кафедри.

Наукові інтереси пов'язані з проблемами моделювання фізичних полів електричних машин, віброакустикою електричних машин різних типів, а також вібродіагностикою технічного стану потужних турбо- і гідрогенераторів.

Штогрін Олександр Валерійович, інженер, Хмельницька АЕС.



Захистив диплом спеціаліста за спеціальністю "Теплові електричні станції" в Одеському державному політехнічному університеті в 2001 р. Захистив диплом спеціаліста за спеціальністю "Атомна енергетика" в національному технічному університеті України "Київський політехнічний інститут" в 2007 р. Наукові інтереси пов'язані з дослідженням причин виходу з ладу силового обладнання (турбоагрегатів) АЕС.

Поступила в редколлегию 20.10.2009

УДК 621.313.3.045

Р.Б. ГАВРИЛЮК, канд. техн. наук, доц., ІФНТУНГ, Івано-Франківськ

СУЧАСНІ МЕТОДИ УПРАВЛІННЯ ПАРАМЕТРАМИ ОПТИМІЗАЦІЇ ДВОШАРОВИХ БАГАТОФАЗНИХ СХЕМ ОБМОТОК ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН ЗМІННОГО СТРУМУ

Розглянуто стратегію проектування двошарових багатофазних симетричних схем обмоток електричних машин змінного струму з різною кількістю провідників у секціях обмотки та постійною кількістю провідників у кожному пазу на підставі аналізу всіх можливих структур фазних зон петлевої обмотки за заданою системою параметрів оптимізації. Запропоновано методику оптимізації гармонічного складу шкідливих гармонік.

Рассмотрена стратегия проектирования двухслойных многофазных симметричных схем обмоток электрических машин переменного тока с разным числом витков в секциях обмотки и постоянным количеством проводников в каждом пазу на основании всех возможных структур фазных зон петлевой обмотки для заданной системы параметров оптимизации. Предложено методику оптимизации гармонического состава паразитных гармоник.

Вступ. У статті розроблено стратегію та методику проектування двошарових багатофазних симетричних схем обмоток електричних машин змінного струму з різною кількістю провідників у секціях обмотки та незмінною кількістю провідників у кожному пазі на підставі створення [1] й аналізу необхідних параметрів всіх можливих структур фазних зон, для петлевої (або концентричної) схеми обмотки. Усі можливі структури схем обмоток "просіюють" через решето Паретто за заданою системою параметрів (критеріїв) оптимізації. У результаті "просіювання" одержують домінантні структури обмоток і параметри, що описують ці структури [9]. Домінантні структури оптимізують з метою покращення показників схеми обмотки для петлевої або концентричної схеми обмотки.

Мета, завдання дослідження. Створення сучасної методики проектування двошарових симетричних багатофазних схем обмоток електричних машин, яка уможливлює створення схем обмоток з покращеними показниками на підставі аналізу всіх теоретично можливих структур фазних зон.

1 СТРАТЕГІЯ ПРОЕКТУВАННЯ СХЕМ ОБМОТОК

1 Структури схем обмоток. Структури схем обмоток електричних машин змінного струму створюють із симетричних кілець елементів (СКЕ) [3, 4]. СКЕ може бути $\rho = 1, 2, 3, ...$ порядку. На рис. 1 зображені СКЕ: а) першого порядку, збудоване з трьох елементів *a*, *b*, *c*, які належать відповідно трьом фазам *A*, *B*, *C*; б) третього порядку, збудованим з дев'яти елементів *a*, *b*, *c*, які теж належать трьом фазам.

На рис. 2 зображено початок послідовності побудови усіх можливих теоретичних варіантів одного шару обмотки. На рис 2,а зображена початкова структура розміщення СКЕ, з якої розпочинають побудову всіх можливих структур. На рис. 2,б четверте СКЕ (останнє за номером) повернене за годинниковою стрілкою на 120° , що спричинило утворення нової структури шару обмотки, а на рис. 2,в - четверте СКЕ, повернене на 240° . На наступному кроці побудови четверте СКЕ повертається на 360° і одночасно з ним третє СКЕ зміщається на 120° . У подальшому четверте СКЕ продовжує свої повороти. Це ніби працює дискретний лічильник. Такий процес продовжується до зміщення другого СКЕ на 360° .



Рис. 1.



Рис. 2.

У результаті такого процесу зміщень СКЕ будуть спроектовані всі теоретично можливі структури розміщення СКЕ в одному шарі обмотки, серед яких є еквівалентні структури, наприклад, зображені на рис. 2,а та рис. 2,в. Умови визначення еквівалентності та кількості нееквівалентних структур наведено в [5], а в [6], на підставі теорії груп [7], приведено всі можливі нееквівалентні структури для кількості пазів z = 3 - 36 (кількість СКЕ першого порядку n = 1 - 12) [6, табл. Д1-Д12].

В табл. 1 наведено кількості нееквівалентних структур для трифазної схеми обмотки збудованих на підставі СКЕ першого порядку.

Кількість СКЕ	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Кількість структур kw	1	2	3	7	13	30	66	166	405	1070	2806	7635	20805	57696	160527

Таблиця 1 – Кількість нееквівалентних структур.

Декілька секцій, які розташовані в пазах в одному шарі обмотки та належать одній фазі, що лежать поруч у сусідніх пазах і сполучених послідовно та згідно, утворюють активну сторону котушки або узагальнений елемент [6]. Узагальнене СКЕ - СКЕ, що складається з узагальнених елементів [6].

Кількість пазів z = mn, де m – кількість фаз, а n – кількість СКЕ. На підставі таблиць [6, табл. Д1 - Д12] уможливлюється побудова структур шарів і з СКЕ поряду r, що створює умови побудови структур для кількості пазів $z = mn\rho$ [6].

Теорія СКЕ наочно демонструє структуру шару обмотки, але незручна для математичних перетворень. Один шар схеми обмотки доцільніше зображувати за допомогою відображень множини номерів пазів на множину елементів (секцій) [6], пов'язаних з належністю струмів до певної фази багатофазної схеми обмотки. Наприклад, структуру шару обмотки зображену на рис 2,а, запишемо за допомогою відображення множини пазів на множину елементів (секцій, в яких вказана приналежність до фаз a, b, c) структури:

$$\varphi = \begin{pmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 10 & 11 & 12 \\ a & a & a & b & b & b & b & c & c & c & c \end{pmatrix}$$
(1)

Підстановкою називають взаємно однозначне відображення множини на себе [6]. Нехай нам задана підстановка номерів пазів

$$\beta = \begin{pmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 10 & 11 & 12 \\ 1 & 2 & 3 & 12 & 5 & 6 & 7 & 4 & 9 & 10 & 11 & 8 \end{pmatrix}$$
(2)

Підстановки можна множити на відображення (операцію множення позначимо "**o**"). Помножимо зліва відображення (1) на підстановку (2). З використанням операції множення підстановок одержимо

$$\varphi_{1} = \begin{pmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 10 & 11 & 12 \\ 1 & 2 & 3 & 12 & 5 & 6 & 7 & 4 & 9 & 10 & 11 & 8 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 10 & 11 & 12 \\ a & a & a & b & b & b & b & c & c & c & c \\ \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 10 & 11 & 12 \\ a & a & a & c & b & b & b & a & c & c & c & b \\ \end{pmatrix}$$

$$(3)$$

Відображення ϕ_1 - репрезентує розміщення СКЕ, зображене на рис. 2,6.

Оскільки нумерація пазів послідовна, то відображення ϕ та ϕ_1 можемо представити у спрощеному вигляді: $\phi = aaaabbbbcccc$, $\phi_1 = aaacbbbacccb$. З врахуванням структури будови СКЕ розташування елементів усіх фаз можемо знайти на підставі, наприклад, відображень $\phi = 111100000000$, $\phi_1 = 111000010000$.

Отже, за допомогою алгебри відображень та підстановок можемо створити всі нееквівалентні структури схем шарів обмоток. Методика визначення всіх нееквівалентних структур та їх запису детально описана в [6].

Кожному нееквівалентному відображенню шару СКЕ можемо присвоїти одне число в двійковій системі числення, яке називають вагою відображення [6, 8] і на підставі якого можна однозначно відтворити структуру шару обмотки. Наприклад, для відображення φ цим числом є 111100000000, а для φ_1 - 111000010000. Визначення вагового коефіцієнта та доведення ствердження його однозначності детально пояснено в [8].

Першим стратегічним кроком у процесі пошуку оптимальної схеми обмотки є знаходження всіх структур одного шару обмотки, кількість яких залежить від кількості СКЕ (табл. 1).

Другим стратегічним кроком оптимізації є встановлення кількості N_v кроків вкорочення обмотки *y*, кожне значення якого уможливить створення та розташування структури другого шару двошарової схеми петлевої (або концентричної) обмотки, і визначення умов, за яких СКЕ можемо змінювати кількість виків. Кількість варіантів, які потрібно буде проаналізувати за вибраними критеріями, $K_{\text{вар}} = kw N_v$ (значення *kw* приймаємо за табл. 1).

За умови, що крок вкорочення двошарової петлевої схеми y = 4 і на підставі рис. 2,а або підстановки (1), розташування в пазах номерів СКЕ у двох шарах двошарової схеми обмотки відобразимо в табл. 2.

Номер паза	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Номер СКЕ у верхньому шарі паза	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4
Номер СКЕ у нижньому шарі паза	1	1	2	3	1	2	3	4	1	2	3	4

Таблиця 2 – Розташування СКЕ у пазах обмотки.

Задамося кроком вкорочення двошарової петлевої схеми y = 5 і на підставі рис. 2,а та підстановки (1) представимо в табл. 3 розташування в пазах номерів СКЕ у двох шарах двошарової схеми обмотки.

Таблиця 3 – Розташування СКЕ у пазах обмотки.

Номер паза	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Номер СКЕ у верхньому шарі паза	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4
Номер СКЕ у нижньому шарі паза	4	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3

На підставі аналізу даних у табл. З (затінені елементи) можемо зробити висновок, відображення номерів СКЕ на себе задані підстановкою

$$\delta_{n=4, y=5} = \begin{pmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 \\ 4 & 1 & 2 & 3 \end{pmatrix}$$
(4)

Підстановку (4) можемо прочитати таким чином: СКЕ № 1 відображається в СКЕ № 4, СКЕ № 4 - в СКЕ № 3, СКЕ № 3 - в СКЕ № 2, СКЕ № 2 - в СКЕ № 1. Цикл замкнувся, - почали з СКЕ № 1 і повернулися в СКЕ з № 1. Часто застосовують скорочену форму запису підстановки: $d_{n=4, y=5} = (1, 4, 3, 2)$ [7]. Підстановка (4) має тільки один цикл.

Для у = 4 підстановка (табл. 2)

$$\delta_{n=4, y=4} = \begin{pmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 \\ 1 & 2 & 3 & 4 \end{pmatrix}$$
(5)

Отже номер кожного СКЕ відображений сам на себе. Скорочений запис $\delta_{n=4, y=4} = (1), (2), (3), (4)$. Підстановка (5) має чотири цикли.

Для у = 6 підстановка

$$\delta_{n=4, y=6} = \begin{pmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 \\ 3 & 4 & 1 & 2 \end{pmatrix}$$
(6)

Скорочений запис підстановки $\delta_{n=4, y=6} = (1,3), (2,4).$ Підстановка (6) має два цикли.

Для y = 7 підстановка має один цикл, $\delta_{n=4, y=7} = (1, 2, 3, 4)$.

Кількість різних підстановок номерів СКЕ дорівнює кількості *n* СКЕ. Кількість циклів у підстановці залежить від значення *y*. Структура циклів залежить від значення (*y* mod *n*).

Структура циклів відіграє дуже велике значення в процесі оптимізації параметрів різновиткових двошарових петлевих схем обмоток та однаковою кількістю витків у кожному пазу.

Введемо поняття – "таблиця логіки" визначення номерів СКЕ, в яких можна змінювати кількість витків та визначати кількість витків у всіх СКЕ. Перші два рядки чисел у табл. 4 (логіки) створюють на підставі копії підстановки, наприклад, (4).

Таблиця 4 – Логіка визначення номерів СКЕ.

Номер СКЕ верхнього шару	1	2	3	4
Номер СКЕ нижнього шару	4	1	2	3
Логіка зміни кількості витків петлевої обмотки	1	-1	-1	-1

В останньому рядку табл. 4 відображена інформація про можливу зміну кількості витків у СКЕ верхнього шару обмотки:

- додатне натуральне число вказує номер СКЕ верхнього шару, в якому може відбуватися незалежна зміна кількості витків у секції обмотки в межах від нуля до сумарної кількості витків в пазу;

 число нуль вказує, що кількість витків у секції у СКЕ верхнього шару обмотки може дорівнювати тільки половині кількості витків в пазі (число нуль записують лише тоді, коли номери СКЕ у верхньому і нижньому шарах обмотки ідентичні);

– число мінус одиниця вказує, що кількість витків у секції СКЕ верхнього шару обмотки залежить від кількості витків у секціях інших СКЕ.

Таким чином, у табл. 4 закодована інформація про те, що кількість витків може незалежно змінюватися тільки у першому СКЕ. Наприклад, якщо кількість витків у пазі дорівнює 20, а у першому СКЕ вибрано 2 витки, то в четвертому СКЕ буде 18 витків, у третьому – 2, у другому – 18.

Створена на підставі підстановки (5) таблиця логіки визначення номерів СКЕ наведена в табл. 5.

Отже, для y = 4 в усіх номерах СКЕ мусить були однакова кількість витків.

Таблиця 5 – Логіка визначення номерів СКЕ.

Номер СКЕ верхнього шару	1	2	3	4
Номер СКЕ нижнього шару	1	2	3	4
Логіка зміни кількості витків петлевої обмотки	0	0	0	0

При застосуванні двошарових концентричних симетричних багатофазних схем обмоток змінена стратегія формування номерів СКЕ другого шару обмотки. В узагальнених СКЕ номери СКЕ записують у зворотному порядку номерів порівняні з їх записом у петлевих схемах обмоток.

Припустимо, що СКЕ підстановки (5) відповідають поняттю узагальнених СКЕ. За прийнятої умови підстановка (5) трансформується у

$$d_{n=4, y=4} = \begin{pmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 \\ 4 & 3 & 2 & 1 \end{pmatrix}$$
(7)

На підставі підстановки (5) таблиця логіки визначення номерів СКЕ (табл. 6).

Таблиця 6. Логіка визначення номерів СКЕ.

№ СКЕ верхнього шару	1	2	3	4
№ СКЕ нижнього шару	4	3	2	1
Логіка зміни кількості витків концентричної обмотки	1	2	-1	-1

За інформацією, поданою в табл. 6, довідуємося, що незалежно можна змінювати кількість витків у верхньому шарі обмотки (в межах від нуля до кількості витків в пазу) тільки в першому та другому СКЕ.

При крокові *у* = 5 таблиця логіки визначення номерів СКЕ показана в табл. 7.

Таблиця 7 – Логіка визначення номерів СКЕ.

№ СКЕ верхнього шару	1	2	3	4
№ СКЕ нижнього шару	1	4	3	2
Логіка зміни кількості витків концентричної обмотки	0	2	0	-1

Третім стратегічним кроком оптимізації є розрахунок для всіх схем та вибраних кроків вкорочення схеми обмотки параметрів, за якими оцінюють ефективність схеми обмотки.

Подамо параметри, за якими оцінюватимемо схему обмотки одношвидкісної машини:

1 Крок вкорочення обмотки у, критерій оптимальності – мінімум.

2 Обмотковий коефіцієнт [9] (критерій оптимальності - максимум)

$$k_{0\nu} = \frac{\sqrt{\left(\sum_{i}\sum_{k=1}^{\xi} (N_{ik}\sin(\psi_{i}\nu + \alpha_{ik}))^{2} + \left(\sum_{i}\sum_{k=1}^{\xi} (N_{ik}\cos(\psi_{i}\nu + \alpha_{ik}))^{2}\right)}{\sum_{i}|N_{ik}|},$$
(8)

де *i* – приймає всі значення від 1 до кількості пазів *z*, але в яких розташовані провідники фази А;

ξ – номер шару обмотки;

 N_{ik} – кількість провідників в *i* - му пазі *k* шару;

Ψ_i – кутовий зсув і - го паза;

 $\alpha_{ik} = 1$, якщо струм у провідниках фази А протікає в додатному напрямі, та $\alpha_{ik} = -1$, якщо напрям струму протилежний.

3 Коефіцієнт диференційного розсіяння (критерій оптимальності - мінімум)

$$\tau_{d} = \frac{\sum_{\nu=1}^{\infty} (k_{0\nu} / \nu)^{2} - (k_{0p} / p)^{2}}{(k_{0p} / p)^{2}} = \frac{\sum_{\nu=1}^{\infty} k_{0\nu}^{2} / \nu^{2}}{k_{0p}^{2} / p^{2}} - 1 = \frac{\sum_{\nu=1}^{\text{entirer}(z/2)} A_{\nu} k_{0\nu}^{2}}{(k_{0p} / p)^{2}} - 1, \quad (9)$$

де $A_{v} = (\pi/(z \cdot \sin(\pi/z \cdot v)))^{2}$

Значення A_v зменшуються за умови збільшення порядку гармоніки v, яка не може перебільшувати величини entier(z/2).

4 Виражене у відсотках значення амплітуди шкідливої гармоніки з максимальним значенням амплітуди (фіксуємо додатково порядок гармоніки) по відношенню до амплітуди основної гармоніки

$$F_{\nu \max} = \frac{k_{0\nu} / \nu}{k_{0p} / p} 100.$$
(10)

Інколи для схем обмоток бажано знати відносні максимальні значення, зокрема для нижчої від основної шкідливої гармоніки $F_{nmax \ H}$ та вищої $F_{nmax \ B}$. Можна оцінювати схему обмотки теж за сумою значень максимальних гармонік

$$F_{\text{vmax}\Sigma} = F_{\text{vmax} \text{ H}} + F_{\text{vmax} \text{ B}}.$$
 (11)

Параметри, за якими оцінюватимемо схему обмотки двошвидкісної машини, вміщують, зазначені вище, критерії для оцінки одношвидкісної машини для кожної кількості пар полюсів, в яких додатково додають нижні індекси (1 або 2, що вказують на позначення пар полюсів p_1 або p_2) та додаткові параметри:
а) коефіцієнти ефективності використання схеми обмотки E_{p1} та E_{p2} [11] (відношення номінальної потужності двошвидкісного двигуна для заданої кількості пар полюсів p до потужності одношвидкісного двигуна з таким самим p), критерій оптимальності – максимум. E_{p1} та E_{p2} залежать від величин обмоткових коефіцієнтів та схеми перемикання кількості пар полюсів.

б) усереднений коефіцієнт ефективності використання схеми обмотки $E_{p\Sigma} = \alpha_e \cdot E_{p1} + (1 - \alpha_e) \cdot E_{p2}$ ($0 \le \alpha_e \le 1$, у цій статті $\alpha_e = 0,5$), критерій оптимальності – максимум. Коефіцієнт α_e вибирають у залежності від співвідношення часу роботи двигуна на кожній швидкості обертання або мінімізації втрат потужності в робочому циклі роботи двошвидкісного двигуна.

в) сумарний коефіцієнт диференційного розсіяння $\tau d_{\Sigma} = \beta \cdot \tau d_1 + (1 - \beta) \cdot \tau d_2 (0 \le \beta \le 1, у цій статті <math>\tau d_{\Sigma} = \tau d_1 + \tau d_2$), критерій оптимальності – мінімум. Коефіцієнт β вибирають залежно від того, на якій швидкості потрібно в першу чергу знешкодити амплітуди шкідливих гармонік. При зростанні коефіцієнта β зменшується коефіцієнт диференційного розсіяння на першій швидкості обертання і збільшується на другій швидкості.

г) Відношення магнітних індукцій в повітряному проміжку для обох кількостей пар полюсів B_{pl}/B_{p2} .

д) Сума максимальних амплітуд шкідливих гармонік у відносних одиницях (як нижчих, так і вищих) для обох швидкостей обертання, критерій оптимальності - мінімум.

$$F_{v \max \Sigma} = F_{v 1 \max i} + F_{v 2 \max i} + F_{v 1 \max \hat{a}} + F_{v 2 \max \hat{a}}.$$
 (12)

Введемо нове поняття: ваговий коефіцієнт диференційного розсіяння

$$\tau_{d\mu} = \frac{\sum_{\nu=1}^{\text{entier} (z/2)} \mu_{\nu} A_{\nu} k_{o\nu}^2}{k_{op}^2 / p^2} - 1, \qquad (13)$$

де μ_v - коефіцієнт ваги класу гармонік, $\mu_v \ge 0$). Задаючись коефіцієнтами μ_v та мінімізуючи функцію (13) за допомогою вибору кількості витків у СКЕ, можемо зменшувати амплітуди класів гармонік [9].

Четвертим стратегічним кроком є "просіювання" через решето Паретто за вибраними для оптимізації параметрами і знаходження домінантних схем обмоток. Домінантною схемою обмотки назвемо схему, яка хоча б за одним параметром оптимізації краща від всіх схем, що залишилися в множині схем після "просіювання". Відсіяні схеми обмоток гірші за всіма параметрами від якоїсь, хоча б одної, домінантної схеми обмотки.

викладеної Приклад. Демонстрація стратегії оптимізації параметрів схем обмоток виходить за рамки цієї статті. Справа в тому, що в області Паретто в процесі оптимізації можуть залишитися тисячі схем обмоток. Для прикладу скористаємося дещо спрощеною стратегією оптимізації. Спочатку знайдемо можливі варіанти схем обмоток з діаметральною симетрією котушок кожної фази (створених з СКЕ другого порядку за $\rho = 2$) з перемиканням кількості пар полюсів за схемою Даландера у співвідношенні p_1 : $p_2 = 1:2$ для кількості пазів z= 72. Для такої схеми [6] кількість СКЕ n = 12. Попробуємо здійснити пошук домінантних схем обмоток з найменшими амплітудами шкідливих гармонік. Згідно з табл. 1 кількість спроектованих та аналізованих структур одного шару обмотки дорівнює 7635. Задамо кількість кроків вкорочення обмотки у в діапазоні 4–25, тобто $N_v = 22$ і спроектуємо 7635·22 = 167970 варіантів структур двошарових схем обмоток. Розрахуємо параметри схем обмоток і "просіємо" їх через решето Паретто за двома параметрами $E_{p\Sigma}$ та τd_{Σ} . У табл. 8 продемонстровано одержані результати розрахунку петлевих, з однаковою кількістю витків у кожній секції, схем обмоток.

В табл. 8 C вибрано таким чином, щоб забезпечити максимальне значення параметра $E_{p\Sigma}$.

n :																			
Загальні			Кількі	сть па	ар поль	ocia	$p_1 = 1$	Кільк	ість п	ар пош	юсів	$p_2 = 2$	Загальні показники						
ПС	жазни	ки	Relibited hap field out $p_1 = 1$ Relibited hap field out $p_2 = 1$				P2=2	Sur usisin nonusinnin											
№	NC	у	K_{p1}	τ_{d1}	E_{p1}	$N_{\scriptscriptstyle\rm B1}$	$F_{\rm B1}$	K_{p2}	τ_{d2}	E_{p2}	$N_{\scriptscriptstyle\rm B2}$	$F_{\rm B2}$	$E_{p\Sigma}$	$\tau_{d\Sigma}$	С	\mathbf{B}_{p1}/B_{p2}			
1	7215	21	0,530	0,23	0,459	29	2,16	0,759	0,35	0,795	22	1,86	0,627	0,59	4	1,124			
2	32	18	0,655	0,14	0,686	5	1,58	0,736	0,47	0,686	34	2,17	0,686	0,611	4	1,198			
3	2	18	0,670	0,21	0,702	5	3,30	0,803	0,42	0,702	26	1,74	0,702	0,63	4	1,226			
4	1	18	0,675	0,29	0,707	5	4,03	0,828	0,52	0,707	10	4,12	0,707	0,81	4	1,144			
5	2	19	0,699	0,23	0,732	5	3,78	0,800	0,59	0,732	4	3,97	0,732	0,82	4	1,171			
6	1	19	0,704	0,31	0,737	5	4,61	0,825	0,73	0,737	4	4,37	0,737	1,04	4	1,037			
7	23	20	0,715	0,15	0,749	5	2,39	0,742	1,01	0,749	4	6,25	0,749	1,16	4	1,089			
8	2	20	0,726	0,25	0,760	5	4,05	0,791	1,10	0,760	4	7,90	0,760	1,35	4	0,983			
9	23	21	0,741	0,15	0,762	5	2,44	0,728	1,40	0,762	4	9,32	0,762	1,54	4	1,114			
10	1	20	0,732	0,33	0,766	5	4,94	0,815	1,35	0,766	4	8,72	0,766	1,68	4	1,007			
11	3	21	0,746	0,21	0,781	5	3,31	0,752	1,78	0,781	4	10,61	0,781	1,99	4	1,031			
12	2	21	0,752	0,25	0,788	5	4,12	0,776	1,93	0,788	4	11,78	0,788	2,18	4	1,055			
13	1	21	0.758	0.33	0.794	5	5.04	0.800	2.38	0.794	4	12.99	0.794	2.71	4	0.994			

Таблиця 8. Домінантні схеми обмоток

В табл. 9 наведені конструктивні параметри схем обмоток, на

підставі яких, з врахуванням параметра C (табл. 8) та ґрунтовних пояснень, представлених в [10], можемо спроектувати розгорнені схеми обмоток для усіх структур, де параметр C визначає відомі схеми сполучення фаз: $C = 1 - \Delta/YY$, $2 - YY/\Delta$, 3 - Y/YY, 4 - YY/Y, 5 - Y/Y.

С можливість покращити показники наведених в табл. 8-9 двошарових схем обмоток двошвидкісних електричних машин змінного струму, якщо замість звичайних петлевих двошарових схем обмоток застосувати удосконалені петлеві або концентричні двошарові схеми обмоток з різною кількістю провідників у секціях і однаковою кількістю провідників у пазах, які визначають на підставі мінімізації коефіцієнта τd_{Σ} .

NC	Кількість груп	Номери груп котушок у	Чергування кількості					
NC	котушок	половині фази	котушок у групі					
1	6	1	12,					
2	18	1, 3, 5,	1, 1, 10,					
3	18	1, 3, 5,	2, 1, 9,					
23	30	1, 3, 5, 7, 9,	1, 1, 1, 1, 8,					
32	30	1, -8, -10, -12, -14,	1, 7, 1, 1, 2,					
7215	72	1, 3, 5, 8, 10, 12, -19, -21,	1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1,					

Таблиця 9 - Конструктивні параметри петлевих схем обмоток.

На основы даних табл. 10-11 продемонструємо, як покращити показники деяких наведених у табл. 9 петлевих схем обмоток, за допомогою перетворення їх у концентричні схеми обмоток. Оптимізацію здійснимо за допомогою мінімізації сумарного коефіцієнта диференційного розсіяння td_{Σ} зміною витків у кожній котушці концентричної обмотки таким чином, щоб кількість витків у всіх пазах була константою (наприклад, рівною 20).

Таблиця 10 – Парам	егри звичайних петлевих 1	оптимізованих концентр	оичних схем обмоток.

																_	
Показники				Кількість пар полюсів $p_1 = 1$					Кількість пар полюсів $p_2 = 2$					Загальні показники			
№	Тип намотки	NC	y _{cp}	K_{p1}	τ_{d1}	E_{p1}	$N_{\rm Bl}$	$F_{\rm Bl}$	K_{p2}	τ_{d2}	E_{p2}	$N_{\scriptscriptstyle\rm B2}$	$F_{\rm B2}$	$E_{p\Sigma}$	$\tau_{d\Sigma}$	С	B_{p1}/B_{p2}
1	Петлева	1	18	0,675	0,29	0,707	5	4,03	0,828	0,52	0,707	10	4,12	0,707	0,807	4	1,144
2	Концентрична	1	18	0,677	0,35	0,709	5	4,98	0,838	0,42	0,709	10	3,14	0,709	0,766	4	1,237
3	Петлева	2	18	0,670	0,21	0,702	5	3,30	0,803	0,42	0,702	26	1,74	0,702	0,628	4	1,226
4	Концентрична	2	18	0,671	0,22	0,702	5	3,44	0,804	0,41	0,702	26	1,64	0,702	0,627	4	1,199
5	Петлева	23	18	0,660	0,14	0,691	5	1,95	0,753	0,64	0,691	14	2,90	0,691	0,784	4	1,141
6	Концентрична	23	18	0,664	0,14	0,695	5	2,18	0,77	0,51	0,695	34	3,02	0,695	0,671	4	1,161
7	Петлева	32	18	0,655	0,14	0,686	5	1,58	0,736	0,47	0,686	34	2,17	0,686	0,611	4	1,198
8	Концентрична	32	18	0,658	0,15	0,689	5	2,07	0,746	0,44	0,689	34	1,96	0,689	0,596	4	1,134

У табл. 11-12 вилучені схеми NC3 та NC7215. Параметри концентричної схеми NC7215 ідентичні з параметрами петлевої схеми обмотки. Схема NC3 за кроком вкорочення схеми обмотки y = 18характеризується незадовільними показниками.

Стру	ктура		Номери (n = 12) котушок у половині фази А											
Тип намотки	NC	Шар обмот- ки	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Петлева	1	Верхній та нижній	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10
Vouurmpuuuo	1	Верхній	10	8	9	11	12	10	10	12	11	9	8	10
концентрична	1	Нижній	10	12	11	9	8	10	10	8	9	11	12	10
Петлева	2	Верхній та нижній	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10
IC	2	Верхній	10	10	10	9	11	10	10	10	10	11	9	10
концентрична		Нижній	10	10	10	11	9	10	10	10	10	9	11	10
Петлева	23	Верхній та нижній	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10
Varman	22	Верхній	7	12	12	7	13	7	13	8	8	13	7	13
концентрична	25	Нижній	13	8	8	13	7	13	7	12	12	7	13	7
Петлева	32	Верхній та нижній	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10
I/ anno marine	22	Верхній	9	10	11	10	10	10	11	10	9	10	10	10
концентрична	32	Нижній	11	10	9	10	10	10	9	10	11	10	10	10

Таблиця 11 – Кількість витків у котушках половини фази *n* удосконалених схем обмоток.



Схема обмотки зі структурою NC1 загально прийнята схема Даландера. Склад шкідливих гармонік залежить від структури обмотки. На рис. 3 продемонстровано склал шкілливих гармонік (табл. 10, рядки №1-2) схеми обмотки NC1, а на рис. 4 (табл. 10,

Рис. 3. рядки №7-8) – схеми NC32 з мінімальним коефіцієнтом тd_Σ. Всі



значення 4, 98 %, а схеми NC32 - 2.07 в 2,4 раз менші; сумарний коефіцієнт τd_{Σ} відповідно – менший в 1,29 раз. Значне по-

кращення параметрів схем можемо одержати і для інших кроків вкорочення у схем обмоток. але

мінімальне значення коефіцієнта диференційного розсіяння буде більшим від його можливого екстремального значення.

Висновки. 1. Запропонований алгоритм є фундаментальним та єдиним для пошуку всіх можливих варіантів створення симетричних багатофазних двошарових схем обмоток електричних машин змінного струму, оскільки уможливлює одержання всіх відомих та невідомих схем обмоток електричних машин змінного струму та вибір оптимальних за заданими параметрами оптимізації. 2. Алгоритм уможливлює оптимізацію схем обмоток двошвидкісних електричних машин змінного струму з кількістю виводів 6 або 9 (9 виводів для значення С = 5). 3. Вибір оптимальної схеми обмотки в значній мірі залежатиме від співвідношення тривалості часу роботи на кожній із швидкостей. У цьому випадку бажано вибрати необхідний коефіцієнт α_е для мінімізації сумарного коефіцієнта ефективності $E_{p\Sigma}$. 4. Існують схеми з мінімальними у відносному значенні амплітудами шкідливих гармонік умови дещо зменшених значень коефіцієнтів ефективності за порівняно з їх екстремальними величинами, що можна було б перефразувати таким чином: за одночасне зниження амплітуд шкідливих гармонік для обох пар полюсів необхідно "платити" зменшенням усередненого коефіцієнта використання. 5. У подальшому за допомогою математичного моделювання в процесі проектування й експериментальних досліджень електричних асинхронних двигунів необхідно виявити найефективніші схеми обмоток для конкретних умов їх застосування з метою забезпечення максимального заощадння енергетичних ресурсів.

%. отже в останній

відносні амплітуди шкідливих гармонік схеми NC1 не перевищують

Список джерел інформації: 1. Гаврилюк Р.Б. Багатофазні симетричні обмотки машин змінного струму з різними секціями / Р.Б. Гаврилюк: Вісн. Львів, ордена Леніна політехн. ін-ту - Регулювання електричних машин і передача електричної енергії на відстань // - Львів: - Видавниче об'єднання "Вища школа". Вилавн. при Львів. Держ. ун-ті. 1974. - Вип. 83. - С. 5-8. 2. Гаврилюк Р.Б. Схеми симетричних трифазних двошарових обмоток з перемиканням кількості пар полюсів у співвідношенні 1:2 (кількість пазів z=24) // Промелектро. – 2007. - № 5 – С. 21-28. **3**. Губенко Т.П. Симметричные схемы обмоток машин переменного тока: асинхронные микромашины. Материалы межв. научно-техн. конф. по электрическим асинхронным микромашинам / Губенко Т.П., Гаврилюк Р.Б., Онышко Е.А. // - Каунас, 1969. - С. 145-150. 4. Гаврилюк Р.Б. Синтез и анализ симметричных обмоток машин переменного тока : дис. ... канд. техн. наук. 05.09.01 Гаврилюк Роман Богданович. - Львів, 1970. – 184 с. 5. Гаврилюк Р.Б. Множество неэквивалентных симметричных токовых слоев машин переменного тока / Р.Б. Гаврилюк; изв. высш. учебн. завед. // Электромеханика. -1989. - Т. 7. – С. 28 - 35. 6. Гаврилюк Р.Б. Множини структур схем обмоток електричних машин змінного струму / Роман Гаврилюк – Івано-Франківськ: Вилавничий центр Львівського національного університету імені Івана Франка. - 2003. - 396 с. - ISBN 996-694-008-6. 7. Брейн Н. Дж. Теория перечисления Пойя / Н. Дж. де Брейн // Сб. статей под ред. Э. Бакенбаха. Прикладная комбинаторная математика. - М.: Мир, 1968. - С. 61-106. 8. Текстовые индексы симметричных схем обмоток электрических машин переменного тока / Р.Б. Гаврилюк // Электрик. – 2008. - № 1 - 2. - С. 12 - 14. 9. Гаврилюк Р.Б. Класи гармонік симетричних схем обмоток електричних машин змінного струму / Роман Гаврилюк // Вісник Національного університету "Львівська політехніка". – 2009. - № 637. - С.18 - 23. 10. Гаврилюк Р.Б. Схеми симетричних трифазних двошарових обмоток з перемиканням кількості пар полюсів у співвідношенні 1:2 (кількість пазів z = 24) /. Р.Б. Гаврилюк // Промелектро. -2007. - № 5. - C. 21-28. 11. Rajaraman K.C. Design criteria for pole-changing windings / K.C. Rajaraman // Proc. IEE. - 1977. - V.124. - № 9. - P. 775-783.



Гаврилюк Роман Богданович. Доцент, кандидат технічних наук. Захистив диплом інженера, дисертацію кандидата технічних наук в Львівському політехнічному інституті за фахом електричні машини і апарати, відповідно в 1962 і 1971 рр. Доцент кафедри "Електропостачання та електрообладнання промислових підприємств" Івано-Франківського Національного технічного університету нафти і газу з 1979 р.

Наукові інтереси пов'язані з проблемами створення та аналізу всіх можливих варіантів симетричних багатофазних схем обмоток електричних машин змінного струму, математичними макромоделями колекторних машин малої потужності та асинхронних двигунів, математичними об'єктами різної фізичної природи, питаннями покращення ефективності роботи асинхронних двигунів.

Надійшла до редколегії 21.10.2009

УДК 620.179.14

В.Я. ГАЛЬЧЕНКО, д-р техн. наук, проф., зав. каф., ЛГМУ, Луганск Д.Л. ОСТАПУЩЕНКО, аспирант, ЛГМУ, Луганск Т.В. ВОРОБЬЕВА, преподаватель, ЛГМУ, Луганск

ОБ ОСОБЕННОСТЯХ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ЧИСЛЕННОГО АНАЛИЗА КОНФИГУРАЦИИ ИНФОРМАЦИОННЫХ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ ОБЪЕКТОВ С ДЕФЕКТАМИ СПЛОШНОСТИ ПРИ МАГНИТНОМ КОНТРОЛЕ

Проведен анализ особенностей решения задач численного исследования пространственных информационных магнитных полей ферромагнитных объектов с дефектами сплошности с учетом нелинейных характеристик материала при магнитном неразрушающем контроле. Выявленные особенности позволяют сделать вывод о большей сложности таких задач по сравнению с традиционными задачами электротехники.

Проведено аналіз особливостей розв'язання задач численного дослідження інформаційних магнітних полів феромагнітних об'єктів с дефектами суцільності при магнітному неруйнівному контролі. Виявлені особливості дозволяють зробити висновок про більшу складність таких задач у порівняні з традиційними задачами електротехніки.

Введение. При магнитном методе неразрушающего контроля решение задачи выбора вида, способа и режима намагничивания конкретного объекта сложной геометрической формы невозможно осуществить без исчерпывающей информации о конфигурации информационного магнитного поля в зоне контроля. Особенно ценной является информация о конфигурации поля при наличии дефектов сплошности различного вида, характерных для контролируемого изделия при различных условиях намагничивания. Выбор в пользу той или иной схемы намагничивания должен производиться исходя из соображений наилучшей выявляемости дефектов при ее использовании. Изготовление большого числа опытных образцов магнитных систем с целью дальнейшего их испытания путем экспериментального исследования топографии полей для изделий с различными дефектами не только может занять значительное время, но и является экономически нецелесообразным.

Важным инструментом, который может облегчить решение данной задачи является математическое моделирование. Анализ публикаций по данному вопросу показал, что создание как можно более адекватных математических моделей, позволяющих описать пространственную конфигурацию магнитного поля в различных случаях контроля, привлекает к себе внимание многих исследователей. Однако существующие на данный момент модели обладают значительной степенью идеализации, резко ограничивающей возможность их практического применения. Описанные в работах ряда авторов аналитические модели поверхностных и подповерхряда авторов аналитические модели поверхностных и подповерх-ностных дефектов сплошности построены в предположении бес-конечных или полубесконечных размеров объекта контроля и не позволяют адекватно описать влияние на конфигурацию поля в зоне контроля его формы. При аналитических исследованиях по-пытки построения моделей для объектов контроля конечных раз-меров с дефектами ограниченной протяженности сталкиваются с непреодолимыми трудностями. Более перспективным представля-ется использование численных методов. Для построения числен-ных моделей рядом исследователей был использован подход, ос-нованный на нелинейных пространственных интегральных урав-нениях. Этот метод позволяет проводить анализ топографии маг-нитного поля в расчетных областях с произвольной геометрией. За исключением некоторых простейших случаев исхолное интеисключением некоторых простейших случаев исходное интеисключением некоторых простейших случаев исходное инте-гральное уравнение не имеет аналитического решения и для полу-чения численного результата необходимо прибегнуть к различным аппроксимационными схемам, позволяющим свести континуаль-ное уравнение к системе нелинейных уравнений с конечным чис-лом неизвестных. При этом решение задачи приближенного опи-сания формы объекта контроля определяет класс задач, для кото-рых применима получаемая в результате численная модель. **Анализ моделей.** Существующие в настоящее время числен-ные модели имеют ряд существенных ограничений при описании геометрии объекта контроля, нто сужает область их применения и

Анализ моделей. Существующие в настоящее время численные модели имеют ряд существенных ограничений при описании геометрии объекта контроля, что сужает область их применения и ограничивает ее рядом простейших случаев. В серии работ [1-4] предложено программное обеспечение для решения прямой задачи магнитостатики и вычислительная технология его использования применительно к магнитному неразрушающему контролю объектов произвольной геометрии, основанное на интегральном уравнении вида

$$\overset{\mathbf{r}}{H}(Q) = -\frac{1}{4\pi} \operatorname{grad}_{Q} \iiint_{V} \overset{\mathbf{r}}{M}(P) \cdot \operatorname{grad}_{P} \frac{1}{r_{PQ}} dV_{P} + \overset{\mathbf{r}}{H}_{0}(Q),$$

где P и Q – соответственно точки истока и наблюдения, принадлежащие ферромагнитному объекту контроля V; $r_{PQ} = r_Q - r_P$ – вектор, направленный из точки P в точку Q; r_{PQ} – модуль вектора r_{PQ} ; H – напряженность магнитного поля; M – намагниченность ферромагнетика; H_0 – напряженность магнитного поля, создаваемого намагничивающим устройством в виде системы проводников с током, электромагнитов или постоянных магнитов, определяемая в соответствии с математической моделью для каждого конкретного его типа. Уравнение решается совместно с дополнительной зависимостью, описывающей магнитные свойства вещества

$$\overset{\mathbf{I}}{M} = F(\overset{\mathbf{I}}{H}).$$

Специфика области применения резко разграничивает возникающие в ней задачи и сходные задачи, возникающие в электротехнике. Контроль в приложенных полях, как правило, ведется при намагничивании объекта до состояния, при котором ферромагнитное вещество близко к насыщению. При численном моделировании этот факт приводит к трудностям построения глобально сходящихся итерационных процессов решения систем нелинейных уравнений. К тому же размер дефектов значительно меньше размера самого контролируемого изделия.

Для построения дискретной геометрической модели в разработанном авторами программном обеспечении используются генераторы адаптивной сети дискретных элементов, состоящей из тетраэдров. Использование адаптивных сетей тетраэдров позволяет значительно повысить аппроксимационные возможности используемого подхода. Однако относительно малый размер дефектов и требования к более точному описанию формы дефектных объектов обуславливает необходимость использования более густых сетей, что приводит к большому числу неизвестных в системе нелинейных уравнений. Кроме того, необходимость использования нерегулярных сетей предопределена также тем фактом, что регистрация полей дефектов первичными преобразователями осуществляется в непосредственной близости от поверхности объекта на расстоянии 0,1 – 5 мм. Это в свою очередь требует расчета составляющих информационного магнитного поля в прилежащих к поверхности объекта контрольных точках, а, следовательно, повышенным требованиям к числу элементов дискретизации.

Для решения систем нелинейных уравнений в [1, 4] с использованием метода Ньютона и комплекса мероприятий по улучшению его сходимости построена итерационная схема, ориентированная на задачи с большим числом неизвестных, которое в некоторых случаях может достигать 75000. Известно, что теорема Канторовича гарантирует лишь локальную сходимость метода Ньютона с начального приближения достаточно близкого к искомому решению.

Для обеспечения глобальной сходимости итерационного про-цесса предлагается комплексное использование метода продолже-ния по параметру и "демпфирования". Метод продолжения по пания по параметру и демпфирования . Метод продолжения по па-раметру позволяет связать исходную задачу, со сходимостью ите-рационного процесса в которой возникли трудности, с задачей, в которой наблюдается глобальная сходимость, например, в пред-положении линейности магнитных характеристик ферромагнети-ков. Последовательно решая задачу с постепенным изменением параметра и принимая результат предыдущего шага в качестве начального приближения последующего, удается получить реше-ние исходной задачи. Использование "демпфирования" целесообразно на тех шагах итерационного процесса, когда вместо уменьшения нормы невязки системы наблюдается ее возрастание. Тогда делается неполный шаг метода Ньютона. При этом его величина подбирается исходя из условия минимизации невязки. Кроме того, итерационный процесс имеет смысл строить с учетом возможности перехода с прямой магнитной характеристики для описания нелинейных свойств ферромагнетика на обратную, что определя-ется положением рабочей точки на кривой намагничивания. На каждом шаге итерационного процесса решается система линейных уравнений большого порядка с плотно заполненной матрицей. Коэффициенты матрицы системы в силу большого числа неизвест-ных одновременно невозможно разместить в оперативной памяти компьютера. Поэтому решение линейных систем осуществляется с помощью специальной реализации метода последовательных ис-ключений Гаусса с поблочной обработкой коэффициентов и сохранением промежуточных результатов на внешнем носителе компьютера, а также методов, основанных на проецировании на подпространства Крылова.

Все перечисленные особенности делают решение задачи численного анализа информационных магнитных полей объектов с дефектами специфической, что существенно отличает ее от традиционных задач электротехники и позволяет считать ее гораздо более сложной.

Выводы. Таким образом, разработанное информационное обеспечение и вычислительная технология его использования позволяют с единых методологических позиций решать широкий круг разнообразных пространственных задач теории магнитного неразрушающего контроля, таких как анализ полей поверхностных, подповерхностных дефектов сплошности, а также дефектов внутренней поверхности, что делает возможным осуществить рациональный выбор вида, способа и режимов намагничивания дефектного объекта контроля произвольной геометрической формы, руководствуясь условиями наилучшей выявляемости дефекта.

Список источников информации: 1. Гальченко В.Я., Остапущенко Д.Л. Численный анализ пространственной конфигурации магнитных полей объектов сложной геометрической формы с учетом нелинейных характеристик веществ. // Информационные технологии. – 2008. – № 8. – С. 43-49. 2. Гальченко В.Я., Остапущенко Д.Л., Воробьев М.А. Математическое моделирование процессов намагничивания ферромагнитных объектов контроля с произвольной геометрией в полях заданной пространственной конфигурации. // Дефектоскопия. – 2008. – №9. – С. 3-18. 3. Гальченко В.Я., Остапущенко Д.Л., Воробьев М.А. Компьютерный анализ конфигурации магнитных полей поверхностных дефектов сплошности конечных размеров в ферромагнитной пластине ограниченной протяженности методом пространственных интегральных уравнений. // Дефектоскопия. – 2009. – №3. – С. 56-66. 4. Гальченко В.Я., Остапущенко Д.Л., Воробьев М.А. Компьютерный анализ конфигурации магнитных полей подповерхностных дефектов сплошности конечных размеров и произвольной формы в объектах контроля ограниченной протяженности методом пространственных интегральных уравнений. // Дефектоскопия. – 2009. – №5. – C. 60-71.

Поступила в редколлегию 6.10.2009

УДК 621.317.4

А.В. ГЕТЬМАН, канд. техн. наук, зав. отделом, НТЦ МТО НАНУ, Харьков *С.Г. ЗВЕРЕВ*, аспирант, НТЦ МТО НАНУ, Харьков *Е.Г. КРАМЧАНИН*, аспирант, НТЦ МТО НАНУ, Харьков

О ПРАКТИЧЕСКОМ ОПРЕДЕЛЕНИИ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ГАРМОНИК МАГНИТНОГО ПОЛЯ ТЕХНИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ РАЗНОТИПНЫМИ СИСТЕМАМИ

Розглянуті деякі особливості практичного використання вимірювальних систем просторових гармонік магнітного поля технічних об'єктів двох типів: на основі ферозондових датчиків та на основі селективних контурів. Проведена оцінка похибки визначення дипольних гармонік та розглянуті фактори які впливають на її величину.

Рассмотрены некоторые особенности практического использования измерительных систем пространственных гармоник магнитного поля технических объектов двух типов: на основе феррозондовых датчиков и на основе селектирующих контуров. Проведена оценка погрешности определения дипольных гармоник и рассмотрено влияние факторов влияющих на ее величину.

Введение. Задача практического определения пространственного распределения магнитного поля (МП), создаваемого техническим объектом (ТО), а также связанные с ней задачи нормирования и компенсации поля имеют достаточно разнообразный набор методов и средств их решения. Так для практического определения пространственного спектра МП могут быть использованы системы разные как по исполнению, так и по принципу измерения пространственных гармоник. Наибольшее распространение получили измерительные системы на основе нескольких феррозондовых датчиков МП, специальным образом расположенных и ориентированных возле ТО. Например, для измерения каждой компоненты магнитного момента могут быть использованы одна-две пары встречно включенных датчиков, как это описано в работах [1, 2], что позволяет существенно улучшить соотношение полезный сигнал-шум. Преимущества таких систем связаны с современными достижениями в создании высокоточных феррозондовых датчиков магнитной индукции, а главными недостатками применения являются методические ограничения по выделению вклада искомой пространственной гармоники МП. Альтернативным подходом к решению задачи измерения пространственных гармоник МП является применение систем на основе селектирующих контурных обмоток, сцепленный с которыми магнитный поток содержит гармонику, порядок которой определяется геометрическими характеристиками контура [3]. Методология определения гармоник такими системами обосновывает получение точного значения амплитуды гармоники, однако инструментальная погрешность вносит коррективы в практику использования такого подхода.

На сегодняшний день является актуальным вопрос о рациональном использовании систем того или иного типа для практического определения пространственного распределения МП ТО. Прежде всего это касается объектов с удельномалым магнитным моментом (менее $0,1 \text{ Am}^2$ на каждый 1 м³). Исходя из изложенного, задачей работы является проведение оценки погрешности практического определения пространственных гармоник МП разнотипными системами и выявление критериев их рационального использования.

Исходные положения. В самом общем случае пространственного распределения МП вне сферы, охватывающей ТО, магнитная индукция может быть представлена в виде суперпозиции полей сферических гармоник [1]:

$$\overset{\mathbf{r}}{B} = -\frac{\mu\mu_0}{4\pi} \nabla \Biggl(\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{r^{n+1}} \sum_{m=0}^{n} P_n^m (\cos\theta) \Biggl\{ g_n^m \cos m\varphi + h_n^m \sin m\varphi \Biggr\} \Biggr), \quad (1)$$

где *r*, θ и ϕ – сферические координаты точки представления поля; g_n^m и h_n^m –амплитудные коэффициенты гармоники степени *n* и порядка *m*.

Однако практический интерес представляют лишь величины амплитуд нескольких гармоник младших степеней n, поскольку МП спадает по степени n+2, т.е. при удалении от поверхности ТО вкладом остальных гармоник в суммарное магнитное поле можно пренебречь. На практике оказывается важным знание оценочных величин таких расстояний, при удалении на которые, может быть пренебрежены гармоники, начиная со степени k, и при этом не будет превышено гранично-допустимое значение методической погрешности определения МП – $\Delta_{\rm M}$. Востребованность таких оценок вызвана как необходимостью построения адекватных моделей и проведения расчетов МП ТО, так и важностью обоснования выбора измерительных систем пространственных гармоник с соответствующими метрологическими возможно-

стями. Это, прежде всего, справедливо для систем на основе феррозондовых датчиков.

Системы на основе точечных датчиков магнитной индукции. Будем рассматривать системы, использующие четыре феррозондовых датчика для определения каждой из трех амплитуд дипольных гармоник магнитного поля, эквивалентных компонентам магнитного момента (ММ). При этом четверка датчиков, используемых для определения величины дипольных гармоник (или декартовых проекций ММ) позиционированы и ориентированы вокруг исследуемого ТО в соответствии с работами [1, 2].

Для проведения оценки погрешности измерения амплитуд дипольных гармоник сделаем дополнительное упрощение. ТО представим в виде магнитного момента с величиной M, смещенного на $r_{\rm CM}$ по оси измерентельной системы из четырех датчиков. При этом сам ТО будем считать хорошо вписанным в сферу радиуса $R_{\rm TO}$. Поскольку элементарный объем со смещенным магнитным моментом может быть в любой точке шара радиуса $R_{\rm TO}$, то легко видеть, что среднее значение величины смещения элементарного объема внутри сферы равно $R_{\rm TO}$. Если учесть, что это смещение может быть в любом из трех направлений декартовых координат, то естественно положить величину смещения в направлении одной оси $r_{\rm CM}$ равную:

$$r_{\rm CM} = \frac{1}{3} \frac{1}{\sqrt{3}} R_{\rm TO} \,. \tag{2}$$

Тогда, относительная методическая погрешность определения величины смещенного на $r_{\rm cM}$ диполя системой из четырех датчиков можно определить по формуле:

$$\Delta_{\rm M} = \frac{B_{\rm cM} - B_{\rm II}}{B_{\rm II}} 100\% , \qquad (3)$$

где $B_{\rm cm}$ – суммарное значение магнитной индукции четырех датчиков, создаваемое смещенным диполем; $B_{\rm u}$ – суммарное значение магнитной индукции четырех датчиков, создаваемое центральным диполем.

Упрощая правую часть выражения (3), получим:

$$\left(\frac{6}{R^{3}}-\frac{2}{(R+r_{\rm CM})^{3}}-\frac{2}{(R-r_{\rm CM})^{3}}-\frac{2}{\left(R^{2}+r_{\rm CM}^{2}\right)^{3/2}}+\frac{6Rr_{\rm CM}}{\left(R^{2}+r_{\rm CM}^{2}\right)^{5/2}}\right)\frac{R^{3}}{6}\cdot100\%\cdot(4)$$

В такой трактовке величины смещения $r_{\rm см}$ методическая погрешность $\Delta_{\rm M}$ оказывается как функцией расстояния R от центра системы до датчиков, так и функцией габаритов ТО (двойного радиуса $R_{\rm TO}$), что

иллюстрируют спадающие графики на рис. 1, построенные для TO с магнитным моментом равным 0,1 Am^2 для полугабаритов TO $R_{\text{TO}}=1$ м, 0,5 м и 0,25 м соответственно.



Рис. 1. Погрешность измерения MM=0,1 Ам² системой из четырех датчиков.

Однако методическая погрешность является не единственным фактором, определяющим рациональность выбора расстояния от ТО до датчиков системы. Представим второй обобщающий фактор – стендовую погрешность как сумму инструментальной погрешности и погрешности вызванной магнитной помехой. Для оценки величин этих погрешностей воспользуемся следующими соображениями: переменная составляющая естественного магнитного поля Земли для инфранизких частот ≈ 2 нТл, а ее временное усреднение феррозондовыми датчиками не лучше 1/10 от амплитуды переменной помехи; составляющая инструментальной помехи в виде дрейфа нуля магнитометра не лучше 0,5 нТл/мин.

Все это позволяет положить суммарную величину абсолютной погрешности измерений магнитной индукции на стенде не лучше чем 0,25 нТл. Тогда стендовая погрешность измерения магнитного момента величиной *М*_{изм}=0,1 Ам² будет равна:

$$\Delta_{\rm cT} = \frac{M_{\rm cT}}{M_{\rm H3M}} 100\% \approx 0.5 \cdot R^3, \tag{5}$$

где $M_{\rm изм}$ – измеряемый магнитный момент; $M_{\rm cr}$ – эквивалентный момент абсолютной погрешности измерений на стенде для системы из 4-х датчиков.

На графике (рис. 1) функциональная зависимость стендовой погрешности от расстояния между ТО и датчиками измерительной системы показана жирным пунктиром. В плане рационального выбора оптимального расстояния от ТО до датчиков на рис. 1 представлены графики суммарной (методической и стендовой) погрешности для ТО с полугабаритами 1 м, 0,5 м и 0,25 м соответственно.

Более наглядно суммарная погрешность, как функция двух аргументов: расстояния R до датчиков и полугабарита ТО (радиуса $R_{\rm TO}$), представлена на рис. 2. На графике хорошо просматривается локальный минимум погрешности для характерного полугабарита ТО, что может быть использовано для оптимальной настройки измерительной системы.



Рис. 2. Суммарная погрешность измерения ММ=0,1 Ам² системой из четырех датчиков.

Системы на основе измерительных контуров специальной конфигурации. Характерной особенностью измерительных систем с линейным перемещением ТО через селектирующие контура является отсутствие методической погрешности выделения вклада искомой пространственной гармоники. Поэтому вопрос о минимизации величины погрешности определения пространственных гармоник в данном случае сводится к рациональному выбору инструментальных средств (прежде всего веберметра и параметров обмотки селектирующего контура). Кроме того, погрешность определения пространственных гармоник такими системами находится в некоторой зависимости от спектра пространственных гармоник исследуемого ТО. Причина такой корреляции кроется в инструментальной погрешности измерения магнитной сигнатуры ТО. Для более подробного исследования такой особенности погрешности рассмотрим простейший вариант магнитной модели ТО, магнитоактивная чать которого состоит из двух постоянных магнитов с величинами $M_l = 0.5$ Ам² и $M_r = 0.54$ Ам². Магнитные оси магнитов коллинеарны смещениям источников относительно центра системы $\pm a = 0,15$ м. Для случая сонаправленных магнитных осей магнитов измеренная системой магнитная сигнатура, построенная для угловой координаты линейного перемещения, показана на рис. 3 сплошной линией.



Рис. 3. Магнитные сигнатуры гармоник источника из двух сонаправленных ММ.

На рис.3 прерывными линиями показаны вклады дипольной, квадрупольной и октупольной гармоник, амплитуды которых получены математической обработкой измеренной сигнатуры магнитного потока. На графиках хорошо видно, что вклад квадрупольной гармоники в суммарный магнитный поток более чем на порядок меньше соответствующих вкладов дипольной и октупольной гармоник. Такое соотношение вкладов гармоник в спектре негативно сказывается на точности определения гармоник с минимальным вкладом в измеренную магнитную сигнатуру. Для рассматриваемого случая величина амплитуды квадрупольной гармоники может быть рассчитана на основании значений магнитных моментов и соответствующих смещений постоянных магнитов и должна составить:

$$g_2^0 = 2a(M_r - M_l)/4\pi \approx 0,001 \text{ Am}^3.$$
 (6)

В то время как в результате обработки измерений было получено значение 0,00225 Ам³, при этом величина погрешности практического определения гармоники составила более 100 %.

Влияние инструментальной погрешности характерно и для дипольной гармоники. Например, в случае маломагнитного исполнения рассматриваемого нами ТО, когда моменты постоянных магнитов направлены встречно. Зафиксированная магнитная сигнатура такого источника с доминирующей квадрупольной гармоникой показана на рис. 4. Результат обработки магнитной сигнатуры для дипольного момента встречно ориентированных магнитов выдал значение $M_r - M_l = 0,03 \text{ Am}^2$, т.е. с погрешностью около 30%.



Рис. 4 Магнитные сигнатуры гармоник источника из двух встречно направленных ММ.

Выводы. На основе проведенного анализа показана ограниченность использования для измерения магнитных моментов величиной 0,1 Am² и менее систем с точечными датчиками при их удалении от TO более чем на 3 м, поскольку при этом суммарная погрешность оказывается значительно больше 10%. Показано, что инструментальная погрешность измерения магнитной сигнатуры контурной системой является причиной зависимости погрешности определения искомой гармоники от ее степени, при этом величина погрешности обратно пропорциональна вкладу гармоники в суммарный спектр.

Список литературы: 1. Дегтярев В.В., Дегтярев О.В Метод измерения магнитного момента зональной гармоники мультиполя первого порядка // Радіотехніка. – 2004. Вип.136. – С. 67-72. 2. Дегтярев О.В. Визначення методичної похибки дванадцятиточкового методу вимірювання дипольного магнітного моменту // Праці V міжнародної науково-технічної конференції "Метрологія та вимірювальна техніка" (Метрологія - 2006). – Том 1. – Харків, 2006. – С. 218-220. 3. Гетьман А.В. Определение пространственных гармоник магнитного поля вблизи поверхности технического объекта // Электричество. – 2005. – №1. – С. 55-60.

Поступила в редколлегию 07.07.2009

УДК 622. 276.6

А.Г. ГУРИН, д-р техн. наук, проф., зав. каф. НТУ "ХПИ", Харьков *Ю.Г. ГОНТАРЬ*, магистр НТУ "ХПИ", Харьков *ШЕЙХИ АБУБАКЕР*, канд. техн. наук, ун-тет Эль-Мегреб *О.Н. ЯРМАК*, вед. инженер НТУ "ХПИ", Харьков

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ СКВАЖИННЫЙ ВИБРАТОР

В статті розглянута конструкція електродинамічного вібратора для збудження низькочастотних акустичних коливань у зоні перфорації колектора. Дані рекомендації щодо узгодження частотних характеристик випромінювача з навколишнім середовищем та вибору систем енергоспоживання.

В статье рассмотрена конструкция электродинамического вибратора для возбуждения низкочастотных акустических колебаний в зоне перфорации коллектора. Даны рекомендации по согласованию частотных характеристик излучателя с окружающей средой и выбору системы энергоснабжения.

Введение. Для повышения притока нефти в зону коллектора действующей скважины необходимо очистить перфорационные отверстия, создать с помощью акустических излучателей условия для вытока нефти из микротрещин близлежащих пород. Если первая задача успешно решается путем применения электрогидравлического эффекта [1, 2, 3], то вторая – более сложная – необходимо возбуждать поперечные волны в зоне 20 – 50 м от скважины. Излучающей поверхностью в данном случае служит зона перфорированной трубы коллектора, внутри которой располагается сам излучатель. Наиболее управляемым и простым в эксплуатации является электродинамический излучатель с магнитопроводом, получающим импульсы тока от конденсаторной батареи.

Цель, задачи исследования. При разработке погружного излучателя, работающего на глубине 5-7 км, необходимо решить несколько задач. Первая – частота излучаемых колебаний должна быть согласована с частотными характеристиками участка скважины в зоне коллектора. Вторая – амплитуда возбуждаемых колебаний должна быть достаточной для компенсации внешнего давления и упругих свойств колонны. Третья – необходимо иметь источник энергии, например, конденсаторную батарею с высокими массогабаритными, энергетическими и тепловыми характеристиками. В данной статье рассмотрено одно из решений рассматриваемой проблемы.

Электродинамический вибратор. Конструкция вибратора показана на рис. 1. Он смонтирован на стальной штанге 1 с магнитопроводом 2, в пазах которого расположена первичная силовая обмотка 3 и короткозамкнутые витки 4. Силовая обмотка залита в пазах магнитопровода эпоксидным компаундом и является неподвижной. Короткозамкнутые витки свободно располагаются в пазах и прижимаются к силовой обмотке оболочкой в виде резиновой трубы [4].



Рис. 1.

Работает вибратор следующим образом. При разряде конденсаторной батареи на силовую обмотку в магнитопроводе возникает магнитный поток, который индуктирует в короткозамкнутых витках вихревые токи. При взаимодействии основного магнитного потока с магнитным полем вихревых токов возникает силовое воздействие между силовой обмоткой и короткозамкнутыми витками. Под действием электродинамических сил короткозамкнутые витки свободно перемещаются в пазах и передают импульс давления через резиновую оболочку в окружающую среду. При расчетах такого излучателя с цилиндрической излучающей гибкой оболочкой, работающего на низких частотах, необходимо учитывать присоединенную к внешней оболочке массу жидкости, которая играет значительную роль в определении резонансных свойств оболочки.

Сравнение экспериментальных и расчетных данных показало, что для решения данной задачи может быть применен метод, предложенный в [4]. Задача формулируется следующим образом: дана круглая цилиндрическая натянутая (не имеющая изгибной жесткости) тяжелая оболочка, весьма тонкая по сравнению со своей длиной L и радиусом r_0 . Оболочка располагается между двумя полубесконечными жесткими цилиндрами того же радиуса, составляющими вместе с покоящейся оболочкой бесконечный цилиндр, погруженный в жидкость. Изнутри на оболочку действует давление электродинамических сил и компенсирующее азимутальное стягивание оболочки при воздействии внешнего гидростатического давления, а со стороны жидкости на оболочку, кроме постоянного гидростатического давления, действует переменная составляющая (инерциальная реакция) давления жидкости.

При действии перечисленных сил на оболочку

$$h\tau \left(\frac{1}{r_0} - \frac{1}{r_0^2} \frac{\partial^2 \varepsilon}{\partial \varphi^2} + \frac{\partial^2 \varepsilon}{\partial z^2}\right) - \mu h \frac{\partial^2 \varepsilon}{\partial t^2} + P_2(\varphi_1 z) - P_1(\varphi_1 z) = 0, \quad (1)$$

где h – толщина оболочки; τ - напряжение растяжений оболочки; e - радиальное отклонение точек оболочки; μ - плотность материала оболочки; z, r, φ - координаты оболочки; $P_1(\varphi_1 z)$ - суммарное давление внутри оболочки; $P_2(\varphi_1 z)$ - суммарное давление на оболочку со стороны жидкости, возникают ее колебания с собственной частотой:

$$\omega = C_0 \sqrt{\pi^2 l^2 - S^2 \frac{D^2}{r_0^2}} / L \sqrt{1 + \frac{8}{\pi^3} \frac{\rho}{\mu} \frac{t}{h} \lambda_i}, \qquad (2)$$

где $C_0 = \sqrt{\frac{\tau}{\mu}}$ - скорость поперечных волн на оболочке; *L* - длина

оболочки; *D* - диаметр трубы, м; *l*, *S* - нечетные числа; $\lambda_i \cong \frac{\pi r_0}{L} \sim 1$.

При r_0 - 0,140 м, $L \sim 1,0$ м, $\omega = 1200 \div 1400$ 1/с.

Система электроснабжения вибратора. В качестве накопителя энергии для питания вибратора применена конденсаторная батарея с общей запасаемой энергией 200 Дж, которая располагается в скважине непосредственно с излучателем и тиристорным коммутатором. Заряд емкости происходит путем подачи на грузонесущий кабель марки КГ7-75-180 однополярных импульсов напряжения, что позволяет отказаться от применения выпрямительной схемы внутри скважины. Основные параметры геофизического кабеля приведены в табл. 1.

		Ъ
Параметры	Основные соотношения	Расчетное
кабеля		значение
		на 1 жилу
1	2	3
Сопротивление	\sum	23 15
	$\rho \cdot L(1+l)$	23,43
$M_{\rm W}$	$K_{20} \equiv \frac{1}{\Gamma}$	
Ом/км	F	
	ρ - удельное сопротивление меди при 20°С	
	$(\rho = 0.01724 \cdot 10^{-6} \text{ Om} \cdot \text{m});$	
	F - плошаль поперечного сечения жилы:	
	L - ΔT	
Commonweat	1 — поправочный коэффицисні на укругку.	10.67
Сопротивление	ρ (D)	18,07
изоляции,	$R_{\rm H2} = - \frac{P}{10} \cdot \ln \left[\frac{P}{10} \right]$	
R_{μ_3} , ГОм/км	$2\pi l$ d	
	ρ - удельное сопротивление материала изоляции;	
	d - пиаметр неизопированной жилы:	
	$a = \Delta u$ and $b = 100000000000000000000000000000000000$	
	D – диаметр изолированной жилы;	
	<i>l</i> - длина кабеля.	
Емкость		0,03.10-0
ТПЖ С Ф/км	$\epsilon \cdot k_{2}$,
111111. C , ¥/100	$C = \frac{3}{\sqrt{3}}$	
	(D)	
	18ln — 1	
	d_{2}	
	e - диэлектрическая проницаемость изоляции;	
	k ₃ - коэффициент, учитывающий наличие воз-	
	душных промежутков ($k_2 = 0.8$);	
		l I
	$a_{\mathfrak{H}}$ - эквивалентныи диаметр.	
Инлуктивность		834·10 ⁻⁰
жил кабеля.	_ μ ₀	
Гн/км	$L = \frac{P_0}{\sqrt{2}}$	
1 11/ Kivi	(2q)	
	$4\pi \cdot \ln \left[\frac{1}{2\pi} \right]$	
	(2 <i>R</i> +ρ)	
	q -радиус по скрутке изблированных жил;	
	<i>R</i> - ралиус окружности на которой расположе-	
	ны пентры сечений жил.	
	р - радиус изолированной жилы	
		1

Таблица 1 – Параметры геофизического кабеля.

Продолжение табл. 1.

1	2	3
Масса кабеля,	$M = M_{\mathrm{x}} + \overline{M_{\mathrm{H3}} + M_{\mathrm{fp}}};$	459
<i>М</i> , кг/км	M _ж – масса медной проволоки токопроводящей	
	жилы, $M_{\mathfrak{K}} = F_{\mathfrak{K}} \cdot \gamma_{\mathfrak{K}} \cdot k_{\mathfrak{C}\mathfrak{K}} \cdot k_{\mathfrak{Y}};$	
	$F_{\mathbf{x}}$ - площадь поперечного сечения жилы;	
	$\gamma_{\mathfrak{K}}$ - плотность меди ($\gamma_{\mathfrak{K}}$ = 8,89 г/см ³);	
	$k_{ m c\kappa}$ - коэффициент укругки жил ($k_{ m c\kappa}$ =1,007);	
	k _y =1,03 - коэффициент укругки проволок в жиле;	
	<i>М</i> _{из} - масса фторопласта на изоляцию,	
	$M_{_{\mathbf{H}3}} = \pi (d + \delta) \cdot \delta \cdot \gamma_{_{\mathbf{H}3}} \cdot k_{_{\mathbf{C}\mathbf{K}}} \cdot k_{\phi};$	
	<i>d</i> - внутренний диаметр по изоляции;	
	δ - толщина изоляции, равная 1,1 мм;	
	$\gamma_{\rm H3}$ - Informed by the proportion of the property of th	
	$k_{\rm CK} = 1,007$ - коэффициент укругки жил в касель;	
	k_{Φ} - коэффициент, учитывающий увеличение	
	массы из-за технологических и конструктив- ных факторов ($k_{\phi} = 1, 13$);	
	$M_{\text{бр}} = \sum M_{\text{бр}_i}$ - масса стальных проволок	
	$M_{\dot{a}\delta_{i}} = \left(\pi \cdot d_{i}^{2}/4\right) \cdot n_{i} \cdot \gamma_{\dot{a}\delta} \cdot k_{\dot{a}_{i}};$	
	d_i - диаметр проволок i -повива брони;	
	n _i - количество проволок в <i>i</i> -повиве брони;	
	γ_{6p} =7,8 г/см ³ - плотность материала брони;	
	k_{5_i} - коэффициент, учитывающий укрутку	
	бронепроволок.	
Удлинение	$(1)^2$	0,29
кабеля, Е _к ,	$\varepsilon_{\kappa} = -\left(\frac{\pi d_0}{L}\right) \cdot \frac{\Delta d_0}{d_0};$	<i>,</i>
W/ KW	d ₀ - средний диаметр повива брони кабеля;	
	$\frac{\Delta d_0}{d_0}$ - относительное изменение диаметра;	
	<i>L</i> - длина кабеля.	

Наиболее благоприятным является режим частичного разряда конденсаторной батареи на силовую обмотку вибратора. Энергетически целесообразно применять режим работы, при котором длительность паузы между импульсами велика по сравнению с длительностью постоянной времени зарядной цепи. При $\tau_{\Pi} = \frac{T_{\Pi}}{T_{3}} \ge 3$, где T_{Π} - длительность паузы; T_{3} - длительность времени заряда, коэффициент полезного действия зарядного устройства может достигать до 48%. Данный метод заряда накопителя не явля-

Особенностью данной конструкции является значительный вес вибратора, что приводит к дополнительному износу наружной поверхности кабеля. В [5] предложено учитывать этот износ через введение понятия эквивалентного диаметра проволок верхнего слоя кабеля при его спуске-подъеме и вибрации в процессе эксплуатации. Главным свойством эквивалентного слоя является идентичность его деформаций деформациям верхнего слоя проволоки.

ется оптимальным, но позволяет значительно упростить зарядный

Выводы.

блок конденсаторной батареи.

1. Для интенсификации притока нефти необходимо воздействовать на пласт акустическими импульсами с широким спектром частот. Наряду с высокочастотными составляющими, необходимо воздействовать и низкочастотными импульсами, которые могут распространяться в виде поперечных волн на значительные расстояния. Интенсивные высокочастотные воздействия обеспечивают очистку перфорационных отверстий, а низкочастотные – более энергоемкие, работая в резонансе с собственными колебаниями зоны коллектора и затрубного пространства, интенсифицируют приток нефти

2. Предложена конструкция низкочастотного вибратора, позволяющая создавать низкочастотные колебания в зоне коллектора нефтяных скважин в диапазоне 200÷300 Гц, что близко к резонансной частоте коллекторной зоны скважины. Конструкция вибратора позволяет равномерно распределить давление по всей длине зоны перфорации и обеспечить работу с необходимой частотой, независимо от физико-химических параметров среды.

3. Применение в качестве источника акустических импульсов электродинамического преобразователя низкой частоты позволяет применить низковольтный накопитель энергии. Простая энергетическая схема зарядки накопителя энергии униполярными трапециидальными импульсами позволяет уменьшить массогабаритные показатели погружного оборудования, повысить его надежность

Список источников информации: 1. Пат. 40339, Україна, МПК Е 21В 43/16.Спосіб інтенсифікації видобутку нафти / А.Г. Гурин, С.П. Мостовий, О.М.Ярмак. - № и2008 08662. Заявлено 01.07.2008. Опубл. 10.04.2009, Бюл. №7.- 3 с. 2. Щерба А.А., Дубовенко К.В. Высоковольтные электроразрядные компактные системы.- К: Наукова думка, 2008. - 269 с. 3. Накопители энергии: Учеб. пособие для вузов / Д.А. Бут, Б.Л. Алиевский, С.Р. Мизюрин, П.В. Васюкевич. Под ред. Д.А. Бута. - М.: Энергоатомиздат, 1991. - 400 с. 4. Рехтман В.И., Римский-Корсаков А.В. Колебания натянутой цилиндрической оболочки // В. кн.: Колебания, излучение и демпфирование упругих структур. - М.: Изд-во "Наука", 1973. 5. Деражне А.М., Кротов В.П. Исследование показателей качества брони геофизических кабелей при определении степени износа их наружной поверхности // Электрическая промышленность. Сер. "Кабельная техника". - 1980. - Вып. 10 (108). - С. 5-6.

Поступила в редколлегию 30.09.2009

УДК 519. 86: 621. 039. 532

О.С. ДРУЙ, руководитель группы, ННЦ "ХФТИ", Харьков *С.В. ШАРЫЙ*, м.н.с., ННЦ "ХФТИ", Харьков *В.Б. ЮФЕРОВ*, д-р техн. наук, проф., нач. отдела, ННЦ "ХФТИ", Харьков *М.О. ШВЕЦ*, инженер-исследователь ННЦ "ХФТИ", Харьков *В.Ф. ТИХОНОВ*, канд. техн. наук, науч. сотрудник ННЦ "ХФТИ", Харьков

О ВОЗДЕЙСТВИИ ЭЛЕКТРОННЫХ ПУЧКОВ С ВЫСОКИМ ЭНЕРГОСОДЕРЖАНИЕМ НА МЕТАЛЛИЧЕСКИЕ ПОВЕРХНОСТИ

Проведені дослідження дії електронних пучків з високим енерговмістом на поверхню металів. Розглядаються особливості автографів пучків на металах з різною температурою плавлення. Відмічається роль поверхневого натягу у формуванні та здобутті атомно-гладких металевих поверхонь.

Проведены исследования воздействия электронных пучков с высоким энергосодержанием на поверхность металлов. Рассматриваются особенности автографов пучков на металлах с различной температурой плавления. Отмечается роль поверхностного натяжения в формировании и получении атомно-гладких металлических поверхностей.

Постановка проблемы. Модификация материалов сильноточными электронными и ионными пучками находит широкое применение в высоких технологиях. Однако, несмотря на обилие экспериментального материала, механизм взаимодействия интенсивных пучков с поверхностью твердого тела еще не до конца изучен. Понимание процесса изменения морфологии поверхности облучаемых образцов может дать ключ к построению физической модели, которая, с одной стороны, может объяснить наблюдаемые результаты, а с другой – позволит контролировать процесс формирования поверхностного слоя. В работах [1,2] исследовалась модификация структуры металлов при их облучении электронами с удельным энергосодержанием до ~ 10^2 Дж/см² при мощности ~ 10^9 Вт/см². При повышении мощности или энерговклада преимущественно наблюдаются уже другие процессы, относящиеся к процессам абляции и т.п. [4] и получаемые результаты могут быть использованы в некоторых технологиях по модификации структуры мишеней.

Исследования и обсуждение результатов. Эксперименты про-

водились на ускорителе ДИН-2КМ [5], схема которого дана на рис. 1,а. Обозначения на рис. 1,а: 1 – катод выполненный из латуни в виде иглы, острие которого помещено в диэлектрический канал диаметром 2-5 мм (оргстеклянный кожух с отверстием, для прохождения электронного пучка); 2 – система плазменных пушек, создающих плазменную перемычку в вакуумном коаксиале; 3 – анод-мишени из пластинок стали, меди, никеля и свинца, генератора импульсов тока (ГИТ); 4 – разрядники ГИТ; 5 – разрядник плазменных пушек; 6 – конденсаторная батарея плазменных пушек; 7 – пояс Роговского; 8 – осциллограф.



Вакуумная система ускорителя включает в себя форвакуумный и диффузионный насосы, позволяющие поддерживать давление в системе до $1 \cdot 10^{-5}$ Topp.

Схема управления ускорителя регулирует напряжение на ГИТ, конденсаторах плазменных пушек и задержку запуска ГИТ относительно импульса тока на плазменных пушках. Плазменные пушки инжектируют плазму в коаксиал системы, создавая плазменный ключ, через который, спустя 3-20 мкс, пропускается ток ГИТа. При достижении максимальной величины тока ГИТ плазменный ключ открывается, происходит разрыв тока в цепи, на катоде возникает ЭДС U = LdI/dt, которая в несколько раз превышает первичное напряжение на ГИТ. Благодаря взрывной эмиссии возникает ток пучка электронов порядка 100 кА

При прохождении электронного пучка по диэлектрическому каналу происходит компенсация его объемного заряда плазмой и снижается его расфокусировка. В результате происходит повышение мощности пучка до ~10¹¹Вт/см². Токовая характеристика приведена на рис. 1,б. Как известно, в ускорителях с индуктивными накопителями электронный пучок получается из-за разрыва плазменного мостика, первоначально созданного в коаксиальной системе ускорителя. После этого ток быстро изменяется и появившееся на торце коаксиала напряжение U = LdI/dt приводит к взрывной эмиссии и появлению импульса электронного пучка, составляющего ~2/3 от тока разряда через коаксиальную систему. В данном случае это $U\approx230$ кВ, $\Delta t\approx30$ нс, $I\approx15$ кА. Поскольку передача энергии разряда в пучок не 100%, после прохождения электронного пучка продолжается ток разряда. Как видно из осциллограммы, рис. 1,б этот ток длится еще несколько микросекунд. Этот разряд также воздействует на мишень, но со значительно меньшими мощностями.

Отпечаток пучка на нержавеющей стали представлен на рис. 2,а,б. Явно видны три зоны. Внутренняя (рис. 2,а), где собственно происходит выделение энергии пучка, импульсный нагрев мишени, ее испарение, место откуда вылетает плазма, заряженные и нейтральные частицы. Вторая – место осаждения капельной компоненты. Третья – радиальные отпечатки треков жидких капель, являющиеся автографами капельной фазы, вылетающей из кратера под большими углами к направлению движения электронного пучка (рис. 2,6).

Капельная фаза, касаясь горизонтальной поверхности металла, оставляет на ней часть своего содержимого. Эти следы быстро остывает и затвердевает в виде микроскопических валиков, видных на фото. Среди этих отпечатков есть и следы катодных пятен униполярных дуг которые продолжают воздействовать на мишень в области автографа после прохождения электронного пучка. Суммарный ток вакуумных дуг находится на уровне ~10кА (ток разряда). Однако их существование кратковременно, несколько микросекунд, и эрозия оказывается сравнительно небольшой, значительно меньшей, чем абляционный выброс из кратера, созданного пучком.

Такая же картина наблюдалась и на других металлах, кроме свинца, автографы которого приведены на рис. 3. Отсутствуют радиальные треки, но имеются следы типа блистеров, определяющиеся газовыделением из объема мишени. Существенное различие этих фото объясняется длительным существования жидкой фазы, определяемой температурой плавления. У металлов с высокой температурой плавления мало время сохранения жидкой фазы – это десятки микросекунд, у металлов с низкой температурой плавления эти времена на ~2–3 порядка выше. За это время силы поверхностного натяжения устраняют все шероховатости в виде радиальных штрихов, возникшие из-за автографов капельной фазы и действия вакуумных дуг рис. 2.



а

б









Рис. 3.

Тепловой расчет, проведенный по методике [5] и представленный на рис. 4, подтверждает сказанное выше. Время охлаждения мишеней из нержавеющей стали ~20мкс рис. 4 и свинца ~1,5 мс рис. 5.



Выводы. Воздействие электронного пучка приводит к модификации поверхности металла. Наблюдается существенная зависимость структуры и свойств автографа от теплофизических свойств поверхности обрабатываемого материала. Отмечается возможность получения атомно-гладких поверхностей для металлов с низкой температурой плавления. Полученные экспериментальные данные согласуются с расчетом.

Список литературы: 1. Неклюдов И.М., Рыбальченко Н.Д., Сороковой Л.Г., Артюх В.Г., Друй О.С., Скибенко Е.И., Холод Ю.В., Малец В.Ф., Камышанченко Н.В., Беленко В.А. Влияние воздействия мощных импульсных пучков электронов на структуру и твердость поверхности стали X18H10T// Науч. ведомости. Сер Физика, №1(10). – Белгород, Россия. – 2000. – С. 45-49.. 2. Неклюдов И.М., Рыбальченко Н.Д., Сороковой Л.Г., Артюх В.Г., Друй О.С., Скибенко Е.И., Холод Ю.В., Малеи В.Ф., Камышанченко Н.В., Беленко В.А.. Модификация свойств металлов под действием электронного пучка // 3-я Международная научно-техническая конференция "Оборудование и технологии термической обработки металлов и сплавов". - Харьков, Украина, 9-13 сентября 2002. - С. 205-208. 3. Сороковой Л.Г., Косик Н.А., Друй О.С., Муфель Е.В., Буравилов И.В., Пономарев А.Н., Рыбалко А.Н., Ткачев В.И. О передаче импульса с помощью импульсного электронного пучка // 3-я Международная научно-техническая конференция "Оборудование и технологии термической обработки металлов и сплавов". -Харьков, Украина, 9-13 сентября 2002. - С. 212-219. 4. Неклюдов И.М., Сороковой Л.Г., Друй О.С., Косик Н.А., Муфель Е.В., Буравилов И.В., Ткачев В.И., Пономарев А.Н. О некоторых процессах при взаимодействии мощного импульсного электронного пучка с поверхностями твердых тел // ВАНТ Сер.: Плазменная электроника и новые методы ускорения (3), № 4, 2003. - С. 326-328. 5. Юферов В.Б., Косик Н.А., Муфель Е.В., Ткачев В.И., Тихонов В.Ф., Сероштанов В.А. Исследование тепловых характеристик внутреннего электрода коаксиального плазменного ускорителя с продольным магнитным полем // ВАНТ. Серия "Плазменная электроника и новые методы ускорения". – 2006. –№ 5.







Друй Олег Самойлович, руководитель группы, ИПЭНМУ ННЦ "ХФТИ". Защитил диплом инженера по специальности физика на физико-математическом факультете ХГУ в 1964 г.

Научные интересы: физика плазмы, ускорительная техника, воздействие высокоэнергетичных пучков на поверхность твердых тел.

Шарый Сергей Владимирович, младший научный сотрудник ИПЭНМУ ННЦ "ХФТИ". Защитил диплом инженера-физика по специальности защитные покрытия и материалы реакторостроения на физико-техническом факультете ХГУ в 1995г.

Научные интересы: физика плазмы, сепарация вещества на изотопы из плазменного состояния.

Юферов Владимир Борисович, профессор, доктор технических наук, начальник отдела, ИПЭНМУ ННЦ "ХФТИ", <u>yuferov@kipt.kharkov.ua</u>. Защитил диплом инженера по специальности физика на физико-математическом факультете ХГУ, диссертацию кандидата и доктора физико-математических наук по специальности экспериментальная физика, соответственно в 1967, 1977 гг.

Научные интересы: проблемы использования ядерных материалов и ядерных и радиационных технологий в сфере развития отраслей экономики, научные исследования в области атомной науки и техники.

Швец Михаил Олегович, инженер-исследователь ИПЭНМУ ННЦ "ХФТИ". Защитил диплом инженера-физика по специальности экспериментальная ядерная физика на физико-техническом факультете ХГУ в 1988г.

Научные интересы связаны с методами сепарации вещества по изотопам из плазменного состояния.

Тихонов Владимир Федорович, научный сотрудник ННЦ "ХФТИ", кандидат технических наук. Защитил диплом инженера по специальности физика на физико-математическом факультете ХГУ в 1961г.

Научные интересы моделирование физических процессов в области физики плазмы.

Поступила в редколлегию 20.10.2009



УДК 621.314

К.В. ДУБОВЕНКО, д-р техн. наук, доцент, зав. каф. НГАУ, Николаев

ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОВЗРЫВНОГО РАЗМЫКАТЕЛЯ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РАЗРЯДА В КОНТУРЕ С ИНДУКТИВНЫМ НАКОПИТЕЛЕМ ЭНЕРГИИ

Досліджено характеристики електричного розряду в контурі з індуктивним накопичувачем енергії і плазмовим навантаженням з урахуванням впливу параметрів розмикача на процеси в міжелектродному проміжку.

Исследованы характеристики электрического разряда в контуре с индуктивным накопителем энергии и плазменной нагрузкой с учетом влияния параметров размыкателя на процессы в межэлектродном промежутке.

Введение. Анализ современного состояния импульсной энергетики свидетельствует о том, что дальнейшее повышение эффективности работы импульсных генераторов плазмы (ИГП) связано с увеличением мощности разряда, расширением диапазона режимов ввода энергии в межэлектродный промежуток, улучшением весогабаритных и стоимостных характеристик разрядно-импульсных установок. В этом отношении возможности установок с традиционными емкостными накопителями ограничены [1, 2]. Вместе с тем, перспективным решением проблемы является использование наряду с емкостными индуктивных накопителей энергии (ИНЭ) в разрядных контурах импульсных генераторов плазмы [3]. Импульсная передача энергии из ИНЭ в нагрузку возможна при реализации размыкания контура его накачки от первичного источника.

Поэтому целью работы является численный анализ переходных процессов в контуре ИГП с ИНЭ и плазменной нагрузкой в различных режимах работы электровзрывного размыкателя.

Математическая модель расчета разрядных характеристик в контурах с индуктивным накопителем. Режим ввода электромаг-нитной энергии в нагрузку генератора импульсных токов с ИНЭ определяется схемой и параметрами разрядного контура. Схема замещения разрядного контура с индуктивным накопителем энергии представлена на рис. 1. На нем обозначено: C – емкость конденсаторной батареи; R_{bl} , L_{bl} – суммарные сопротивление и индуктивность разрядника, конденсаторной батареи и шин контура накачки ИНЭ; R_1 , L_1 и R_2 , L_2 – сопротивления и индуктивности размыкателя и ИНЭ соответственно; R_{b2} , L_{b2} – сопротивление и индуктивность шин и разрядника ветви нагрузки. В такой цепи при обрыве тока *II* в контуре накачки ИНЭ размыкателем за счет импульса высокого напряжения осуществляется пробой разрядника в ветви нагрузки и ток из ИНЭ переключается в межэлектродный промежуток.



Рис. 1.

На рис. 1 электроды расположены вдоль оси цилиндрической разрядной камеры. Между ними [3] инициируется канал разряда. Стенка разрядной камеры служит обратным токопроводом. Если длина канала разряда намного превышает его радиус, пространственно-временные процессы в межэлектродном промежутке во время протекания тока можно количественно описать одномерной магнитогидродинамической моделью в лагранжевых переменных [3,4].

$$i = \rho \frac{\partial (rH)}{\partial s}, \ \mu_0 \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{H}{\rho r} \right) = \frac{\partial E}{\partial s},$$
 (1)

$$i = \sigma E, \quad f = \frac{\mu_0 i H}{\rho}, \quad q = \sigma E^2,$$
 (2)

$$\frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{1}{\rho} \right) = \frac{\partial}{\partial s} (rv), \ \frac{\partial v}{\partial t} = -r \frac{\partial p}{\partial s} + f \ , \ v = \frac{\partial r}{\partial t},$$
(3)

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial t} = -p \frac{\partial (rv)}{\partial s} + q - \frac{\partial W}{\partial s} - Q_V, \quad W = -\chi \rho r \frac{\partial T}{\partial s}, \quad (4)$$

$$\chi_{R} = \frac{16}{3} \sigma_{B} T^{3} l_{R}, \ l_{R} = 6.8 \cdot 10^{-10} \left(\frac{T}{10^{4}} \right)^{1.33} \left(10^{3} \rho \right)^{-7/4}, \ Q_{V} = \frac{\sigma_{B} T^{4}}{l_{R}}.$$
 (5)

$$p = p(\rho, T), \quad \varepsilon = \varepsilon(\rho, T), \quad \chi = \chi(\rho, T), \quad \sigma = \sigma(\rho, T),$$
 (6)

$$R_2 = R_2(j_{2m}, W_2, dW_2/dt) , \ j_{2m} = I_{2m}/S_0 , \ W_2 = \int I_2(t)^2 \cdot R_2 dt , \quad (7)$$

где r – пространственная координата; t – время; s – лагранжева коорди-ната ($ds = \rho r dr$); μ_0 - магнитная постоянная; σ – удельная электропро-водность; f, q – плотность электромагнитной силы и мощность тепловых источников в пересчете на единицу массы; W – суммарный тепловой поток; Q_V – объемные потери энергии излучением; χ – удельная теплопроводность, определяемая суммой удельной электронной χ_{\Im} , молекулярной χ_M и лучистой χ_R теплопроводности; σ_B – постоянная Стефана-Больцмана; l_R – средняя длина свободного пробега излучения по Росселанду; I_{2m} , j_{2m} – амплитудное значение тока и плотности тока в фольге электровзрывного коммутатора; S_0 – начальная площадь поперечного сечения фольги; W_2 – энергия, выделившаяся в коммутаторе.

Электродинамические процессы в межэлектродном промежутке описываются уравнениями электромагнитного поля (1), (2). Влияние гидродинамических процессов на электродинамические проявляется через движение среды, которое с одной стороны определяет динамику изменения радиуса токопроводящей области, а с другой – влияет на плотность среды и удельную электропроводность плазмы. Движение среды в межэлектродном промежутке описывается законами сохранения массы и количества движения (3). Закон сохранения энергии (4) представляет собой уравнение баланса энергии по видам: механической, электромагнитной, тепловой, излучения. Излучением нельзя пренебрегать уже при температурах $T > 10^4$ К. В противном случае это приводит к завышению расчетной температуры в несколько раз [3]. В рассматриваемом случае электрического разряда в жидкости оптическая плотность плазмы велика во всем спектре частот излучения. В этом случае справедливо приближение лучистой теплопроводности [5, 6]. В соответствии с ним коэффициент лучистой теплопроводности l_R имеет вид (5). В конце активной стадии разряда, когда ток мал и плотность плазмы вследствие ее расширения уменьшена более, чем на порядок величины, средняя длина свободного пробега по Расселанду превышает радиус плазменного канала и канал начинает излучать из всего объема. В этом случае возрастают объемные потери энергии излучением Q_V , которые определяются согласно [5, 6] соотношением (5). Зависимости (6), характеризующие состояние рабочей среды вмежэлектродном промежутке, в математической модели рассчитаны в квазиравновесном приближении [7].

Изменение сопротивления аюминиевой фольги электровзрывного коммутатора при диссипации в нем энергии определяется соотношениями (7), полученными экспериментально для широкого диапазона характеристик электровзрыва [9].

Пространственно-временные процессы в межэлектродном промежутке рассматриваются в области $0 < r < r_{\Gamma}$, где координата r = 0 соответствует положению оси канала и разрядной камеры, а $r = r_{\Gamma}$ – границе рассматриваемой области (стенке разрядной камеры), выбираемой из условия ее недосягаемости возмущениями среды за время разряда. В связи с этим краевые условия для уравнений (3), (4) математической модели заданы в виде:

$$v(0,t) = 0, v(r_{\Gamma},t) = 0, W(0,t) = 0, W(r_{\Gamma},t) = 0.$$
 (8)

Краевые условие для уравнений электромагнитного поля (1) определяются значениями напряженности магнитного поля на границах расчетной области:

$$H(0,t) = 0, \ H(r_{\Gamma},t) = I(t)/(2pr_{\Gamma}).$$
 (9)

Значение тока в (9) определяется совместным решением уравнений электромагнитного поля с уравнениями внешней электрической цепи [4, 8]. Для замкнутого контура любой схемы замещения справедливо уравнение Максвелла в интегральной форме

$$\oint E dm = -\frac{\mathbf{m}_0 l}{2\mathbf{p}} \frac{d}{dt} \left[I(t) \ln \frac{r_{\Gamma}}{r_k(t)} \right],\tag{10}$$

где *m* – линия контура интегрирования; *l* – длина канала.

Таким образом, система уравнений (1)-(10) представляет собой математическую модель для расчета пространственно-временных процессов электрического разряда в контуре с ИНЭ.

Решение системы уравнений выполнено конечно-разностным методом раздельных прогонок [4]. Моделировался разряд в воздухе атмосферного давления. В расчетах в качестве базовых значений принимались следующие параметры разрядного контура: емкость конденсаторной батареи C = 40 мкФ, начальное напряжение на емкости $U_0 = 50$ кВ, индуктивность ИНЭ $L_2 = 3$ мкГн, индуктивность электровзрывного размыкателя $L_1 = 0,3$ мкГн, сопротивление и индуктивность шин цепи накачки ИНЭ составляли $R_{b1} = 0,05$ Ом и L_{b1}

= 0,6 мкГн, сопротивление и индуктивность шин и разрядника ветви нагрузки имели значения $R_{b2} = 0,05$ Ом и $L_{b2} = 0,4$ мкГн.

Влияние длины электровзрывного размыкателя на характер электроразрядных процессов. Экспериментально установлено [9], что при небольших длинах в процессе отключения пик перенапряжения и напряженность электрического поля между его контактами оказываются высокими и ионизационные процессы приводят к резкому падению его сопротивления. Поэтому для снижения потерь энергии на переключение тока расстояние между контактами коммутатора должно выбираться из условия необратимого роста его сопротивления. С другой стороны, увеличение длины коммутатора приводит к росту джоулевых потерь и снижению КПД преобразования энергии.

Исходя из этих соображений, в работе численные расчеты выполнены для различных значений длин фольги размыкателя шириной 0,15 м и толщиной 10^{-5} м. Остальные параметры схемы замещения контура соответствовали базовым. Результаты расчетов электрических характеристик разряда представлены на рис. 2 (кривые: $1 - d_{\phi} = 0,55$ м; $2 - d_{\phi} = 0,7$ м; $3 - d_{\phi} = 1,05$ м).



Рис. 2.

В контуре длина электровзрывного коммутатора слабо влияет на амплитуду протекающего через ИНЭ тока (рис. 2,а), но в значительной степени определяет скорость переключения тока в межэлектродный промежуток (рис. 2,б). С увеличением длины размыкателя d_{ϕ} амплитуда тока канала уменьшается. Следует отметить, что при значении $d_{\phi} = 0,55$ м пик коммутационного перенапряжения
высок (рис. 2,в). Это может потребовать введения дополнительных мер для предотвращения развития ионизационных процессов.

Уменьшение амплитуды и скорости переключения тока в межэлектродный промежуток объясняется снижением величины введенной в канал энергии к моменту окончания электрического взрыва фольги (табл. 1) за счет возрастания затрат на разрыв цепи накачки ИНЭ при увеличении длины взрывающегося проводника.

Таблица 1 – Распределение выделяемой энергии по элементам размыкателя. кДж

Элемент схемы замещения	Длина размыкателя l_{ϕ} , м		
	0,55	0,70	1,05
Емкость конденсаторной батареи	15,0	14,4	13,3
Индуктивность ИНЭ	4,7	4.4	3,1
Активное сопротивление размыкателя	22,8	24,4	27,6
Активное сопротивление канала разряда	3,3	2,7	2,4

В результате, увеличение длины размыкателя d_{ϕ} от 0,55 м до 1,05 м приводит к уменьшению амплитуды давления от 40 до 24 МПа, а температуры - от 30·10³ К до 26·10³ К. Отсюда следует соответствие более низких значений удельной электропроводности плазмы на оси токопроводящего столба и скорости его расширения (рис. 3) большим значениям длин размыкателя. На рис. 3 обозначения кривых те же, что и на рис. 2.



Зависимость максимальных значений электродинамических характеристик разряда от длины размыкателя *d* (рис. 4) взаимосвя-

зано с изменением тока и расширением канала. Уменьшение амплитуды I_3 при мало зависящих от длины коммутатора значениях $r_{\kappa}(t)$ на стадии размыкания обусловливает снижение напряженности магнитного поля, плотности тока, электромагнитной силы. Зависимость $q_m(d)$ имеет максимум, который определяет КПД преобразования энергии.

Следует отметить, что скорость переключения тока в канал разряда, зависящая от длины коммутатора, определяет амплитуду давления в межэлектродном промежутке. Значение энергии, вложенной в канал, коррелирует со значениями его максимальной температуры и удельной электропроводности.

Зависимость характеристик разряда от площади поперечного сечения коммутатора. При изменении поперечного сечения взрывающегося проводника [9] изменение времени начала коммутации в контуре происходит при неизменной начальной скорости увеличения тока в накопителе. Кроме того, энергия коммутации оказывается почти линейно зависящей от площади сечения проводника. Поэтому в приводимых ниже результатах численных расчетов времена докоммутационной стадии разряда задавались изменением ширины фольги при заданных значениях ее длины ($d_{\phi} = 0,75$ м) и толщины ($h_{\phi} = 10^{-5}$ м). На рис. 5 представлены электрические характеристики разряда: токи в ветвях контура (а), скорость переключения тока в плазменный канал (б), напряжение на размыкателе (в) для различных значений ширины фольги размыкателя (кривые: $1 - b_{\phi} = 0,1$ м; $2 - b_{\phi} = 0,14$ м; $3 - b_{\phi} = 0,2$ м).

В контуре увеличению длительности докоммутационной стадии соответствует:

а) рост амплитуды тока ИНЭ, достигающей максимума при больших значениях b_{ϕ} (рис. 5,а);

б) некоторое снижение максимального значения скорости перекючения тока в межэлектродный промежуток (рис. 5,б);

в) уменьшение перенапряжения на размыкателе (рис. 5,в).

Поведение представленных характеристик разряда качественно согласуется с результатами [9], полученными для случая разряда ИНЭ на индуктивность.

Следует иметь в виду, что уменьшение амплитуды напряжения на размыкателе в данном случае не означает облегчения его работы с точки зрения бездугового отключения цепи. Дело в том, что увеличение ширины проводника приводит, согласно [9], к некоторому снижению уровня напряжения развития ионизационных процессов по поверхности размыкателя.

В табл. 2 представлено распределение энергии в элементах контура в момент окончания размыкания при различных значениях ширины фольги. При увеличении ширины фольги и длительности докоммутационной стадии разряда возрастает амплитуда тока, протекающего через индуктивный накопитель и коммутатор. В соответствии с этим увеличивается энергия, запасенная в ИНЭ, и снижается энергия, оставшаяся в емкостном накопителе. Согласно данным табл. 2 это способствует увеличению энерговвода в межэлектродный промежуток.



Рис. 5.

Таблица 2 – Распределение выделяемой энергии по элементам размыкателя. кЛж

Элемент схемы замещения	Ширина размыкателя b_{ϕ} , м		
	0,10	0,14	0,20
Емкость конденсаторной батареи	25,5	13,7	4,3
Индуктивность ИНЭ	2,3	3,4	3,8
Активное сопротивление размыкателя	18,1	26,7	33,9
Активное сопротивление канала разряда	0,6	2,5	3,0

Некоторое уменьшение максимальных значений скорости переключения тока в канал и увеличение времени коммутации наряду с замедлением роста амплитуды тока канала при увеличении ширины фольги (рис. 5) поясняет наличие максимума у кривых зависимостей электродинамических характеристик разряда (рис. 6). При небольших значениях *b* амплитуда плотности тока ограничена малым значением собственно тока межэлектродного промежутка. При b > 0,15 м, несмотря на увеличение амплитуды тока, максимальное значение его плотности падает из-за увеличения площади поперечного сечения токопроводящего столба к моменту окончания размыкания. Соответствующим образом ведут себя временные зависимости удельной электропроводности плазмы и радиуса канала при разных значениях ширины фольги (рис. 7). На рис. 7 обозначения кривых те же, что и на рис. 5.

Особенностью рассматриваемого процесса является отсутствие максимума в зависимости амплитуды давления плазмы канала от ширины фольги. Давление p возрастает от 23 до 33 МПа при увеличении b от 0,1 до 0,2 м. Этот результат является следствием того, что при возрастании времени до начала коммутации с ростом ширины фольги, несмотря на снижение амплитуды скорости переключения тока в канал, увеличивается начальное значение dI_3/dt . При этом обеспечиваются более высокие значения скорости энерговыделения в межэлектродном промежутке на начальной стадии переключения тока.







Вывод. Выполненный анализ свидетельствует о том, что изменение параметров электровзрывного коммутатора позволяет в широких пределах изменять режимы выделения энергии в плазме и влиять на количественные значения электродинамических и газодинамических характеристик разряда в установках различного технологического применения.

Список литературных источников: 1. Импульсные системы большой мощности / Пер. с англ. под ред. Э.И.Асиновского. – М.: Мир, 1981. – 247 с. 2. Романенко И.Н., Романенко Л.Н. Технологические возможности им-

пульсных генераторов плазмы // Импульсные методы обработки машинострои-тельных материалов. – Чебоксары: Чувашский государственный университет, 1985. - С. 18-21. 3. Щерба А.А., Дубовенко К.В. Высоковольтные электроразрядные компактные системы. - К.: Наукова думка, 2008. -270 с. 4. Самарский А.А., Попов Ю.П. Разностные методы решения задач газовой динамики. – М.: Наука, 1980. – 352 с. 5. Зельдович Я.Б., Райзер Ю.П. Физика ударных волн и высокотемпературных газодинамических явлений. – М.: Наука, 1966. – 686 с. 6. Головнев И.Ф., Замураев В.П., Кацнельсон С.С. Радиационный теплоперенос в высокотемпературных газах. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 256 с. 7. Замышляев Б.В., Ступицкий Е.Л., Гузь А.Г. Состав и термодинамические функции плазмы. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 144 с. 8. Дубовенко К.В. Взаимодействие ударных волн в плазме канала сильноточного разряда в камере высокого давления // Журн. техн. Физики. – 1992. – Т. 62. – № 6. – С. 83-93. 9. Бурцев В.А., Калинин Н.В., Лучинский А.В. Электрический взрыв проводников и его применение в электрофизических установках. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 432 с.



Дубовенко Костянтин Вікторович, доцент, доктор технічних наук. Захистив диплом інженера в Миколаївському кораблебудівному інституті за фахом "Електроустаткування суден" в 1981 році. Захистив дисертацію кандидата технічних наук за фахом "Теоретична електротехніка" у 1988 році і дисертацію доктора технічних наук за фахом "Електротехнічні комплекси і системи" у 2007 році в Інституті електродинаміки НАН України. Завідувач кафедри електротехнологій і електропостачання Миколаївського державного аграрного університету з 2008 р.

Наукові інтереси пов'язані з проблемами фізичних полів електричних розрядів в суцільних середовищах, розробкою електротехнічних комплексів і систем електророзрядної дії різного технологічного призначення.

Надійшла до редколегії 20.10.2009

УДК 621.039.624

А.М. ЕГОРОВ, д-р физ.-мат.наук, зам. ген. директора, ННЦ "ХФТИ", Харьков *В.Б. ЮФЕРОВ*, д-р техн. наук, проф., нач. отдела, ННЦ "ХФТИ", Харьков *С.В. ШАРЫЙ*, м.н.с., ННЦ "ХФТИ", Харьков *О.С. ДРУЙ*, руководитель группы, ННЦ "ХФТИ", Харьков *В.О ИЛЬИЧЕВА*, ведущий инженер - исследователь ННЦ "ХФТИ" *М.О. ШВЕЦ*, инженер-исследователь ННЦ "ХФТИ", Харьков *В.И. ТКАЧЕВ*, м.н.с., ННЦ "ХФТИ", Харьков *Т.И. ОЛЬХОВСКАЯ*, магистрант, НТУ "ХПИ" *А.С. СВИЧКАРЬ*, магистрант, НТУ "ХПИ"

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ ПЛАЗМЕННАЯ УСТАНОВКА ДИС-1 ДЛЯ ИМИТАЦИОННОГО РАЗДЕЛЕНИЯ ОТРАБОТАННОГО ЯДЕРНОГО ТОПЛИВА. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Створено експериментальна електромагнітна плазмова установка для імітаційного плазмового розділення елементів у відпрацьованому ядерному паливі. Результати експериментів свідчать про можливість розділення елементів в плазмі, що обертається. З причини малих магнітних полів та малої прискорювальної напруги енергетичні витрати близькі до 0,5кеВ/іон.

Создана экспериментальная электромагнитная плазменная установка для имитационного плазменного разделения элементов в отработанном ядерном топливе. Результаты экспериментов свидетельствуют о возможности разделения элементов во вращающейся плазме. Ввиду малых магнитных полей и ускоряющих напряжений энергетические затраты близки к 0,5кэВ/ион.

Актуальность проблемы. Проблема регенерации отработанного ядерного топлива (ОЯТ) является актуальной и нерешенной. Существующие электромагнитные сепараторы могли бы решить задачу регенерации ОЯТ при условии повышения производительности на 3 порядка (ток ионов ~≥100А) и снижении энерговклада на 2 порядка (ускоряющее напряжение ~0,5–1,0кВ). Принципы создания сепараторов, отвечающих этим требованиям, заложены в работах [1, 2]. В этих исследованиях сепарация ионов происходила в плазме, находящейся в продольном магнитном и перпендикулярном ему электрическом поле. Такая конфигурация приводит к вращению плазмы с частотой $\omega_E = E/r \cdot H$, где E и H – величины напряженностей электрического и магнитного поля, r – радиус плазмы. При возникновении ионно-циклотронной неустойчивости, когда $\omega_E = \omega_{ci}/2$, где ω_{ci} – частота циклотронного вращения ионов данной массы, ионы, попавшие в резонанс (литий, аргон), ускорялись до ~2009В и уходили вдоль оси магнитного поля. Эксперименты проводились с плазмой плотностью ~10⁸ см⁻³.

Цель настоящих исследований – разработка и создание экспериментальной установки для исследования процесса разделения элементов, а также исследование возможности отделения тяжелых компонентов ОЯТ от легких при энергозатратах около $1 \cdot 10^3$ эВ/атом.

Выбор направления. Для решения задачи регенерации ОЯТ необходимо поднять плотность плазмы до ~ $10^{11} - 10^{13}$ см⁻³ [3]. Работы [4, 5], которые являются техническим предложением, опирающимся на теорию [1, 2], ставят задачу обработки ОЯТ на пределе экспериментально-технических возможностей. Подход, позволяющий решить поставленную задачу в наших условиях, предлагается в работе [6]. На начальном этапе нет необходимости проводить эксперименты на материалах ТВЭЛа (рис. 1,а). В качестве объекта, имитирующего ОЯТ (рис. 1,б), выбраны смеси газов Xe-Kr-Ar-(воздух) и CO₂-Kr-Xe (рис. 1,в), которые имитируют плазму UO₂, Zr и продукты деления [7, 8].



Экспериментальная установка. Схематический вид экспериментальной установки представлен на рис. 2, где 1 – вакуумная камера (диаметр камеры D = 0,38 м, длина камеры L = 1,75 м); 2 – плазменный источник (эквивалентный ток 2 А); 3 – магнитная система ($H_{max} = 0,35$ Тл); 4 – коаксиальная система электродов для создания радиального

электрического поля; 5 и 6 – торцовый и осевой многоламельные коллекторы; 7 – крионасос для откачки нейтральных частиц. Пунктирными линиями представлены силовые линии магнитного поля. Сплошными линиями показаны направления движения ведущих центров отдельных ионов, Xe, Kr, Ar. Короткие стрелки – нейтральный газ.



Рис. 2.

Сценарий эксперимента. Многокомпонентная плазма из плазменного источника ($n_i \approx 2 \cdot 10^{10}$ см⁻³) движется вдоль силовых линий. В области спадающего магнитного поля она выходит на коллекторы, расположенные в торце вакуумной камеры. При включении радиального электрического поля *E* плазма начинает вращаться в скрещенных радиальном электрическом поле и продольном магнитном поле *H* с частотой $\omega_F \approx E/r \cdot H$.

При достижении условия $\omega_E = \omega_{ci}/2$, где ω_{ci} – циклотронная частота иона с массой **m** в магнитном поле, происходит резонансное ускорение ионов. Ускоренные ионы могут выйти на стенки вакуумной камеры в некой кольцевой области. Также возможен выход в осевом направлении. Декремент ИЦР – неустойчивости или скорость роста энергии ионов (за один оборот) велик, $\omega_E = \omega_{ci}$, [9, 10]. Таким образом, появятся сигналы на продольных коллекторах, расположенных по образующей вдоль стенки вакуумной камеры. Одновременно токи на коллекторы, располагающиеся в торце вакуумной камеры, должны

уменьшиться. В идеальном случае – на величину, пропорциональную концентрации данных ионов в плазме. На антеннах и коллекторах, располагаемых в камере, должны появиться сигналы с резонансной частотой, а также сигналы с кратными частотами – $\omega_{ci}/8$, $\omega_{ci}/4$, $\omega_{ci}/2$.

В дальнейшем предполагается измерять изменение массового состава ионов в области торцового коллектора при включении E_r , проводить десорбционный анализ газов с поверхностей продольного коллектора, а также измерять потоки нейтральных атомов перезарядки на боковые поверхности камеры и т.д.

Магнитная система. Учитывая то, что частота вращения плазмы в скрещенных *E* и *H* полях описывается выражением $\omega_E \approx E/r \cdot H$, а ИЦР – неустойчивость возникает при выполнении условия: $\omega_E = \omega_{ci}/2$, необходимо размещать область вращения плазмы в падающем по величине магнитном поле.

Таким образом, конфигурация магнитного поля, где происходит сепарация, может быть представлена в следующих вариантах:

1. Осевое распределение магнитного поля с однородным участком в центральной области, симметрично убывающее по сторонам, рис. 3,а. Такая конфигурация использовалась в работах [1, 2, 4], и выход резонансно ускоренных ионов происходил вдоль оси магнитного поля [1, 2].

2. Пробочная магнитная ловушка, рис. 3,6. В этом случае описанные выше процессы должны происходить в одной из ее половин, в области падающего по величине магнитного поля. Такая конфигурация описана в работе [9], где исследовался нагрев однокомпонентной водородной вращающейся плазмы с радиальным выходом ионов.

3. Осевое распределение магнитного поля с односторонней удлиненной областью падающего по величине магнитного поля (рис. 3,в).

В работах [1, 2, 4, 5] плазма создавалась внутри магнитной системы. В нашей системе плазма инжектируется извне, поэтому целесообразны вторая и третья конфигурации. На первом этапе экспериментов выбрана третья конфигурация (рис. 3,в).

Данная магнитная система характеризуется наличием криволинейных и неоднородных магнитных полей. В таких условиях имеет место дрейф заряженных частиц со скоростью $\mathbf{r}_{u} = mc \left(v_{\perp}^{2} + 2v_{11}^{2} \right) \cdot \mathbf{h} \times \operatorname{grad} H / \left(2qH^{2} \right)$ [11], где \mathbf{u}_{u} – скорость дрейфа частицы, v_{11} и v_{\perp} – компоненты скорости частицы вдоль силовых линий магнитного поля и поперек к ним, m – масса частицы, q – заряд частицы, c – скорость света, H – напряженность магнитного поля, h – единичный вектор вдоль направления H.



Рис. 3.

Этот дрейф может послужить дополнительным фактором, влияющим на процесс разделения заряженных частиц по массам. Данное рассмотрение применимо при скоростях изменения величины магнитного поля как в пространстве, так и во времени, не нарушающих условий адиабатического инварианта. Таким образом, реальные траектории ионов могут быть определены только экспериментально.

Система радиального электрического поля. На рис. 4,а,б представлены системы создания радиального электрического поля и его схема электропитания.

Конструктивно схема электропитания выполнена таким образом, что позволяет управлять распределением потенциалов электрического поля на коаксиальных электродах.

Выбор параметров схемы электропитания произведен с учетом эмиссионных свойств плазмы, которые могут быть оценены с помощью выражения: $j_i = 0, 4en_i \cdot (2kTe/m)^{1/2}$, где n_i – плотность плазмы (см⁻³), j_i – плотность потоков ионов или электронов, (А/см²). Величины эмиссионных свойств для различных плотностей водородной плазмы представлены в табл. 1, при переходе к неводородной плазме величина поправочного коэффициента будет – $(m_H / m_M)^{1/2}$.



Рис. 4.

В проводимых экспериментах плотность плазмы находится в интервале $10^{10} - 10^{11}$ см⁻³, а суммарная площадь всех электродов – колец составляет ~100 см², потому с 10-кратным запасом (вернее, чтобы подсадка напряжения на кольцах не превышала 10%) величина необходимого тока в цепи оценена как 0,1–1кА.

Таблица 1 – Эмиссионные параметры для различных плотностей водородной плазмы.

$n_i, {\rm CM}^{-3}$	10 ¹¹	10 ¹²	10 ¹³	10 ¹⁴
$j_+, \mathrm{A/cm}^2$	0,025	0,25	2,5	25
<i>j</i> _, А/см ²	1,0	10,0	100,0	1000,0

Плазменный источник является одной из основных систем, создающих многокомпонентную плазму, в которой при выполнении условий резонанса происходит процесс разделения ионов по массам. Три основных параметра: плотность плазмы, температура и поперечное сечение плазменного столба задаются плазменным источником и магнитной конфигурацией. Эти же величины определяют и энергетику ПИ. Энергозатраты могут быть выражены как W = nSqV, где n, S, V плотность, сечение и скорость плазмы соответственно, q – "энергетическая стоимость" одной ионно-электронной пары, которая в большинстве случаев лежит на уровне 100-200эВ/ион-электронную пару при температуре плазмы $T_i=T_e=5$ эВ. Производительность сепаратора определяется как $m = M\Delta\mu V_{ll}n_i\alpha St$ [6], где M – атомный вес элемента или изотопа, $\Delta\mu$ – его процентное содержание, V_{ll} – продольная скорость плазмы, n_i – концентрация ионов плазмы, S – сечение плазмы, α – КПД сепарации ионов, t – время работы. Коэффициент α является составным и зависит от целого ряда параметров $\alpha = \beta \delta \kappa \lambda \gamma ...$ Его величина по ряду причин всегда меньше единицы $\alpha = \beta \delta \kappa \lambda \gamma ... < 1$.

Очевидно, что максимальная производительность будет при стационарном режиме работы, поэтому работы на ДИС-1 проводились в квазистационарном режиме. Чтобы энергетические и тепловые процессы не составили трудностей, выбран диапазон плотностей плазмы на уровне $10^{10}-10^{11}$ см⁻³. Электронная и ионная температуры определяются уровнем в 3–5 эВ, т.е. эквивалентный ионный ток сепаратора находится на уровне 1–10 А. Приведенные величины могут быть получены при энергозатратах на уровне 0,15–2,0 кВт и длительности импульса – до 5 с.

Выше мы уже обсуждали возможный выбор рабочих веществ для имитации ОЯТ. Металлическая плазма, несмотря на продвинутую технологию вакуумно-дуговых распылителей, на первой стадии экспериментов не используется, поскольку создаст значительные трудности за счет значительной доли капельно-кластерной фазы и из-за отсутствия ПИ, создающего однородную плазму по всему сечению разрядной камеры [12].

Дополнительное условие ограничения плотности плазмы n_i вытекает из необходимости исключить в процессе нагрева деселектирующее влияние столкновений ионов, частота которых: $v_{ii} = 5 \cdot 10^{-7} n_i / T_i^{3/2} \sqrt{M}$ (T_i – температура ионов, эВ; M – атомный вес). Из условия селективности нагрева $v_{ii} / \omega_{ci} \ll \Delta M_i / M_i$ следует, что для разделения ксенона и криптона с разностью масс ΔM_i , равной 48, предельные значения плотности ионов n_i при температуре 20 эВ находятся в диапазоне $10^{11} - 10^{12}$ см⁻³.

В процессе выбора были проведены эксперименты с тремя типами стационарных плазменных источников: ВЧ - источниками, двухступенчатыми вакуумно-дуговыми источниками, источниками с дрейфом электронов [12-14]. На данном этапе работы проводятся с использованием стационарного газового источника с дрейфом электронов [7], рис. 5, где 1 – корпус; 2 –катод; 3 – анод; 4 – газораспределительная вставка; 5 – магнитная катушка; 6 – сердечник с отверстием для напуска газа; 7 – алундовые кольца; 8 – фланец из нержавеющей стали; 9 – система водяного охлаждения.

Ток и напряжение на разрядном промежутке источника в зависимости от величины собственного магнитного поля представлены на рис. 6.



Рис. 5.



Рис. 6.

На рис. 7 приведены два варианта распределения магнитного поля в области расположения плазменного источника: встречное и последовательное включение магнитного поля источника и ведущего поля установки.



Рис. 7.

Выбор варианта включения позволяет управлять в определенных пределах начальным распределением радиальной плотности плазмы в магнитной системе, а также начальными величинами продольной и поперечной скоростей ионов в области сепарации.

Вакуумная система. Во всех сепарационных установках вакуумные условия определяются процессами перезарядки ускоренных ионов на нейтральном газе, поэтому размеры траекторий ускоренных ионов от области ускорения до коллекторов должны быть меньше длины свободного пробега до перезарядки, т.е. $\pi R < \lambda = n_0 \sigma_n l$ (полокружности ларморовского радиуса – меньше длины свободного пробега до перезарядки), n_0 – плотность нейтрального газа, σ_n – сечение перезарядки, l – длина траектории. Исходя из этого, в электромагнитных сепараторах необходимые вакуумные условия были на уровне 1-2·10⁻⁵ Торр. Учитывая то, что в процессе плазменной сепарации, т.е. возникновения ИЦР – неустойчивости, ускорение ионов может происходить за время одного ларморовского оборота, после чего частица выходит на стенку, требования к вакуумным условиям могут быть существенно снижены. Ионы ускоряются от 5 до ~100 эВ на пути около 20 см, что соответствует вакуумным условиям ~3·10⁴ Торр. Т.е. при эквивалентном ионном токе в 1А требуются скорости откачки около 4·10³ л/с.

Для промышленных условий длина траектории – $l \ll \lambda$. Ослабление пучка за счет процессов ионизации или перезарядки описывается как $I = I_0 \exp(-x/\lambda)$. Условие $l = \lambda$ не означает невозможности регистрации процесса. При $l = \lambda$ перезаряжается 67% ионов, а 33% могут попасть на коллектор и т.д. Таким образом, в лабораторных исследованиях вакуумные условия могут быть еще смягчены, а скорости откачки – снижены.

В то же время для получения вакуума ~1-5·10⁻⁵ Торр, откачка смеси газов Хе-Кг-Аг, N₂ или O₂ (воздух) и CO₂-Хе не представляет особых проблем. Эти смеси могут быть откачаны конденсационными крионасосами с температурой 28-30 К и крионасосами с температурой 65 К при использовании эффекта криозахвата. Величины упругостей пара Хе при температуре 65 К для смеси 2CO₂-1Хе будут лежать на уровне 1,5·10⁻⁹ Торр и 1·10⁻⁷ Торр для смеси 1CO₂-1Хе [15].

Результаты эксперимента. На рис. 8,а представлены величины *Е* и *H*, при которых выполняются условия резонанса для 4-х газов с различной атомной массой.

На рис. 8,б,в,г представлены распределения токов на 4 электрода торцового коллектора в зависимости от величины ведущего магнитного поля для различных напряжений радиального электрического поля. Эксперименты проводились со смесью Xe-Kr-CO₂ (при E=150B), рис. 8,б, и индивидуальными газами Ar (E=100B), рис. 8,в, и CO₂ (E=100B), рис. 8,г.



Рис. 8.

Наличие характерных минимумов на графиках можно интерпретировать, используя данные рис. 8,а. При этом на всех рисунках минимумы согласуются с ожидаемым положением ионов данной массы. Некоторое смещение минимумов на кривых может объясняться радиальной неоднородностью магнитного поля на разных радиусах, на которых располагаются коллекторы. Опираясь на данные рис. 8,б,в,г, можно сделать предварительную оценку производительности сепаратора и определить величину коэффициента α.

Результаты экспериментов свидетельствуют о возможности разделения элементов во вращающейся плазме при выполнении условия $\omega_E = \omega_{ci}/2$. Энергозатраты на разделение оказываются достаточно близкими к намеченным 0,5-1,0 кэВ/ион. Этот результат указывает на необходимость продолжения экспериментов с целью отработки технологии плазменной сепарации, оптимизации параметров для выполнения основной цели – переработки ОЯТ.

Выводы. Создана экспериментальная электромагнитная плазменная установка, включающая: магнитную систему, вакуумную систему, плазменный источник, систему создания радиального электрического поля в плазме, систему диагностики плазмы. Установка предназначена для плазменного разделения элементов в имитационном эксперименте по разделению ОЯТ и может быть прообразом будущего опытнопромышленного плазменного сепаратора для переработки ОЯТ.

Результаты экспериментов свидетельствуют о возможности разделения элементов во вращающейся плазме. Ввиду малых магнитных полей и ускоряющих напряжений энергетические затраты оказываются достаточно близкими к намеченным, т.е. около 0.5кэВ/ион, величин экономически целесообразных для обработки ОЯТ электромагнитным методом. Этот результат указывает на необходимость дальнейшего продолжения экспериментов по отработке технологии разделения элементов, уточнения величин, оптимизации параметров.

Список источников информации: 1. Рожков А.М., Степанов К.Н., Супруненко В.А., Фареник В.И. // Физика плазмы и проблемы управляемого термоядерного синтеза. Вып. 1. – Киев: Наукова думка, 1971. – С. 14-18. 2. Рожков А.М., Степанов К.Н. и др. Резонансная циклотронная неустойчивость во вращающейся плазме // Физика плазмы и проблемы управляемого термоядерного синтеза. Вып. 3. – Киев: Наукова думка, 1972. – С. 193-202. 3. Рожков А.М., Степанов К.Н. и др. // Физика плазмы и проблемы управляемого термоядерного синтеза. Вып. 3. – Киев: Наукова думка, 1972. – С. 193-202. 4. Довбня А.Н., Егоров А.М., Швец О.М., Юферов В.Б., Невструев С.В. Концепционный проект плазменного резонансного сепаратора // ВАНТ. Сер. Плазменная электроника и новые методы ускорения (3). – 2003. – \mathbb{N}^{4} . – C.323-325. **5.** *Putvinsk S., Agnew* A. F., *Cluggish B.P., Ohkawa T. and other*. Archimedes Mass Filter Vaporizer // American Physical Society, 43rd Annual Meeting of the APS Division of Plasma Physics. October, 29 – November, 2, 2001. Long Beach, California, Abstract #KP1.053. 6. Litvak A., Agnew S., Anderegg F., Cluggish B., Freeman R., Gilleland J., Isler R., Lee W., Miller R., Ohkawa T., Putvinski S., Sevier L., Umstadter K., Winslow D. Archimedes Plasma Mass Filter // 30th EPS Conference on Contr. Fusion and Plasma Phys. – St. Petersburg (Russia). 2003. – Vol. 27А, О-1.6А. 7. Юферов В.Б., Друй О.С., Ильичева В.О., Швец О.М., Винников Д.В., Ковтун Ю.В. Резонансный плазменный сепаратор для разделения изотопов. Выбор параметров // Вестник НТУ "ХПИ". Сер. Электроэнергетика и преобразова-

тельная техника. – 2004. – №35. – С.169-179. 8. Yuferov B., Shariy S.V., Seroshtanov V.A. Стационарный плазменный источник тяжелых ионов для имитационных исследований на сепараторе // BAHT. Problems of Atomic Science and Technology. Ser. Nuclear Physics Investigations (49). – 2008. – №3.– P. 82-85. 9. Yegorov A.M., Yuferov V.B., Shariy S.V., Seroshtanov V.A., Druy O.S., Yegorenkov V.V., Ribas E.V., Khizhnyak S.N., Vinnikov D.V. Preliminary study of the demo plasma separator // BAHT. Problems of Atomic Science and Technology. - 2009. -№ 1(59). – Р. 122-124. 10. Иоффе М.С., Соболев Р.И., Тельковский В.Г., Юшманов Е.Е. Исследование удержания плазмы в ловушке с магнитными пробками. ЖЭТФ, 1960. – Т. 39. – Вып. 6(12). – С. 1602-1611. 11. Михайловский А.Б., Цыпин В.С. Высокочастотная неустойчивость плазмы, находящейся в радиальном электрическом и продольном магнитном полях. Письма в редакцию ЖЭТФ. -Т. 3. – Вып. 6. – С. 247-249. 12. Ариимович Л.А., Лукьянов С.Ю. Движение заряженных частиц в электрических и магнитных полях. - М.: Наука, 1972. - 80 с. 13. Сероштанов В.А., Шарый С.В., Юферов В.Б., Друй О.С., Егоренков В.В., Рыбас Е.В. Двухступенчатый плазменный источник со сжатым вакуумнодуговым разрядом сепаратора // Весник ХНУ им. Каразина. Физическая сер. частицы, поля. – 2008. – №794. Вып. 1/37. – С.111-114. Ялра. 14. Юферов В.Б., Ковтун Ю.В., Винников Д.В., Сероштанов В.А., Шарый С.В. Коаксиальный плазменный источник для сепаратора // ВАНТ. Сер. Плазменная электроника и новые методы ускорения. – 2006. – №5. 15. Юферов В.Б., Швец О.М., Друй О.С., Винников Д.В., Сероштанов В.А., Шарый С.В. Высокочастотный источник сепаратора элементов ДИС // "Вестник НТУ ХПИ". -2006. – № 37. – С. 133-140. 16. Юферов В.Б., Шарый С.В., Сероштанов В.А., Друй О.С., Сероштанов В.А. Криогенная система откачки плазменного сепаратора элементов ДИС // Харьковская нанотехнологическая ассамблея. Вакуумные нанотехнологии и оборудование. Харьков. - 2006. - Т. 1. - С. 58-61.



25

Егоров Алексей Михайлович, доктор физико-математических наук, зам. ген. директора ННЦ "ХФТИ", <u>Yegorov@kipt.kharkov.ua</u>. Защитил диплом радиоинженера конструирования и технологии производства радиоаппаратов на радиотехническом факультете НТУ "ХПИ", диссертацию кандидата и доктора физико-математических наук по специальности физика плазмы, соответственно в 1972, 1990 гг.

Научные интересы: физика плазмы, плазменная электроника, плазменно-пучковый разряд.

Юферов Владимир Борисович, профессор, доктор технических наук, начальник отдела, ИПЭНМУ ННЦ "ХФТИ", <u>yuferov@kipt.kharkov.ua</u>. Защитил диплом инженера по специальности физика на физикоматематическом факультете ХГУ, диссертацию кандидата и доктора физико-математических наук по специальности экспериментальная физика, соответственно в 1967, 1977 гг.

Научные интересы: проблемы использования ядерных материалов и ядерных и радиационных технологий в сфере развития отраслей экономики, научные исследования в области атомной науки и техники.













Свичкарь Александр Сергеевич, магистрант кафедры по специальности техника и электрофизика высоких напряжений на физикотехническом факультете НТУ "ХПИ" в 2008 г. "Инженерная электрофизика" НТУ "ХПИ". Защитил диплом бакалавра электрофизики.

Поступила в редколлегию 20.10.2009

Шарый Сергей Владимирович, младший научный сотрудник ИПЭНМУ ННЦ "ХФТИ". Защитил диплом инженера-физика по специальности защитные покрытия и материалы реакторостроения на физико-техническом факультете ХГУ в 1995г.

Научные интересы: физика плазмы, сепарация вещества на изотопы из плазменного состояния.

Друй Олег Самойлович, руководитель группы, ИПЭНМУ ННЦ "ХФТИ". Защитил диплом инженера по специальности физика на физико-математическом факультете ХГУ в 1964 г.

Научные интересы: физика плазмы, ускорительная техника, воздействие высокоэнергетичных пучков на поверхность твердых тел.

Ильичева Вера Олеговна, ведущий инженер- исследователь ИПЭНМУ ННЦ "ХФТИ", <u>i-vera@yandex.ru</u> Защитила диплом инженера-математика по специальности прикладная математика на факультете прикладной математики ХИРЭ в 1982г.

Научные интересы: математическое моделирование физических процессов, разработка магнитных систем.

Швец Михаил Олегович, инженер-исследователь ИПЭНМУ ННЦ "ХФТИ". Защитил диплом инженера-физика по специальности экспериментальная ядерная физика на физико-техническом факультете ХГУ в 1988г.

Научные интересы связаны с методами сепарации вещества по изотопам из плазменного состояния.

Ткачев Виталий Иванович, младший научный сотрудник ИПЭНМУ ННЦ "ХФТИ". Защитил диплом инженера-электрофизика по специальности техника и электрофизика высоких напряжений на физикотехническом факультете НТУ "ХПИ" в 2002 г.

Научные интересы: изучение процессов модификации металлических поверхностей различных конфигураций плазменным методом и сильноточными электронными пучками, исследование параметров долгоживущих плазменных сгустков образующихся в атмосфере и вакууме.

Ольховская Татьяна Ивановна, магистрант кафедры "Инженерная электрофизика" НТУ "ХПИ". Защитила диплом бакалавра электрофизики по специальности техника и электрофизика высоких напряжений на физико-техническом факультете НТУ "ХПИ" в 2008 г.



92

УДК 621.3.032.11

О.В. М'ЯКІНЬКИЙ, аспірант, НТУ "ХПІ", Харків

ДОСЛІДЖЕННЯ ТА ВИПРОБУВАННЯ СИСТЕМИ РУЧНОГО ВІДКЛЮЧЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПРИВОДУ ДЛЯ ВАКУУМНОГО ВІДМИКАЧА СЕРЕДНЬОЇ НАПРУГИ

Проведено огляд існуючих систем ручного відключення приводів вакуумних відмикачів середньої напруги. Розроблено методику імітації протидіючих сил реальних відмикачів. Розраховано та експериментально перевірено статичну тягову та протидіючу характеристики ручного відключення приводу. Отримано діапазони спрацьовування механізму ручного відключення з урахуванням зношення контактів та значення граничного зношення. Проведено аналіз причин розбіжності розрахункових та експериментальних даних.

Проведен обзор существующих систем ручного отключения приводов вакуумных выключателей среднего напряжения. Разработана методика имитации противодействующих сил реальных выключателей. Рассчитаны и экспериментально проверены статическая тяговая и противодействующая характеристики ручного отключения привода. Получены диапазоны срабатывания механизма ручного отключения с учетом износа контактов и значение предельного износа. Проведен анализ причин несовпадения расчетных и экспериментальных данных.

Вступ. В останній час в мережах середньої напруги суттєво поширилося використання вакуумних відмикачів [1]. Зрозуміло, що однією з найважливіших вимог до таких електроапаратів є надійність спрацьовування. У свою чергу в питанні забезпечення надійної роботи не останню роль відіграє якісна робота механізму ручного відключення приводів відмикачів. Наведу декілька прикладів того, наскільки важливою і актуальною є проблема, з якою можна стикнутися, якщо розраховувати лише на електричне відключення відмикачів.

Однією з типових ситуацій є запуск трансформаторної підстанції, наприклад тягової підстанції на залізниці. Як відомо, електричну енергію для живлення усіх кіл керування, підстанція отримує за допомогою знижувального трансформатора власних потреб. Але що робити, якщо ми вмикаємо відмикач підстанції на аварійний режим? Адже у колах керування досі немає оперативної напруги, бо трансформатор власних потреб ще не встиг здійснити постачання електроенергії у кола керування підстанції. В такому разі відсутність механізму ручного відключення може привести до багатомільйонних збитків. Також час від часу виникає необхідність проведення огляду або ремонту вакуумних відмикачів, розташованих у місцях з непрямим доступом, наприклад у відсіках комплектно - розподільчих пристроїв. Якщо у цей час щось відбудеться із напругою живлення кіл керування пристрою, без наявності механізму ручного відключення, доступ до відмикача буде закрито, бо ремонтування подібних електроапаратів без попереднього знеструмлення є надзвичайно ризикованим.

Стан питання. Сучасні вакуумні відмикачі обладнані системами, які дозволяють у разі потреби провести ручне відключення. Декілька прикладів реалізації цих механізмів, які проілюструють стосовно ручного відключення вакуумних відмикачів середньої напруги 6-35 кВ.

Так для ручного відключення вакуумного відмикача серії ВР27НС, призначеного для комутації однофазних електричних кіл напругою 27 кВ, необхідно звільнити спеціальний важіль, розташований у шафі з платами керування, і натиснути на нього. Після операції відключення важіль буде зведено у початкове положення за допомогою пружин, які зафіксують його у початковій позиції. Ручне відключення вакуумних відмикачів серії ВР, розрахованих на комутацію електричних кіл номінальною напругою 6-10 кВ, відбувається рукояткою ручного відключення на якій розміщена пружина [2]. Після сполучення рукоятки відключення з валом, необхідно повернути рукоятку проти часової стрілки до повного відключення відмикача. Максимальний кут оберту не повинен перевищувати 180 градусів. При цьому, встановлені на валу кулачки впливають на вальці вставки відключення, що приводить до переміщення осердя електромагніту із стартового положення у відключене. Резерв енергії пружини достатній для забезпечення повного нормативного відключення. Вакуумні відмикачі BB-TEL компанії "Таврида – електрик", розраховані на 10 кВ номінальної напруги, відключаються вручну шляхом натискання на кнопку ручного відключення, яка за допомогою штовхача шарнірно зв'язана з відповідним валом [3]. Штовхач діє через вал на якір електромагніту і розриває магнітну систему. Кнопка ручного відключення, сполучена із валом, може бути індикатором положення якоря відмикача. Зусилля на кнопці відключення при ударній дії на неї може становить 200-250 Н. Як можна побачити, незважаючи на окремі технічні деталі, що різняться, у всіх випадках ми маємо систему для створення протидіючих зусиль руху якоря, дія якої під час процесу ручного відключення ініціюється механіч-HO.

Метою даної роботи було створення такої системи для зразку електромагнітного привода з висококоерцитивними постійними магнітами і знаходження діапазонів спрацьовування механізму ручного відключення в залежності від значення протидіючих сил при різних співвідношеннях розчину-провалу контактів привода відмикача, що є імітацією їх зносу в процесі роботи.

Для реалізації прикладної частини досліджень було розроблено спеціальний стенд, який надає можливість проводити досліди стосовно включення/відключення електромагніту, а також дозволяє провести емуляцію процесу ручного відключення приводу. Зовнішній вигляд стенду зображений на рис.1.



Рис. 1.

Рис. 2.

Як можна побачити, експериментальна установка складається з алюмінієвої платформи на якій закріплено привід, збірної рами, що складається з чотирьох металічних труб та основи, на якій вони розташовані, а також з системи, відповідальної за створення протидіючих зусиль. Вона у свою чергу складається з металевого диска, до якого принайтовані тарілчасті пружини та 6 допоміжних пружин, кожна з яких центрована за допомогою пари спеціальних шайб. В середині основи є отвір для болта з рукояттю, обертання якого імітує процес ручного відключення приводу. Елементи системи для створення протидіючих зусиль: три тарілчасті пружини (1), три пари додаткових пружин (2), диск (3) до якого прикріплено всі ці пружини, втулки центрування допоміжних пружин (4) та болт (5) який забезпечує поєднання даного блоку зі штоком електромагніту, а також болт ручного відключення (6). Ескіз системи імітації протидіючих сил реальних вакуумних відмикачів зображено на рис. 2.

Принцип дії. Система була створена для імітації протидіючих зусиль у реальних вакуумних відмикачках, отже виходячи з того, що у вакуумних камерах відмикачів середньої напруги найбільш розповсюдженим значенням провалу контактів є 2-4 мм, а також враховуючи хід якоря електромагніту, який дорівнює 18 мм, було здійснено налагодження експериментальної установки наступним чином. При спрацьовуванні приводу, зв'язаний зі штоком диск, з закріпленими на ньому тарілчастими пружинами, проходить відстань у 14 мм, після чого корпуса "тарілок" спираються на основу і припиняють свій рух. Ті чотири міліметри провалу, що залишились, якір стискає вже нерухомі тарілчасті пружини, а також додаткові пружини до їх повного стискання. Якір залишається в цьому положенні завдяки великій силі утримання приводу – 6,4 кН. Ручне відключення в цій установці імітується обертанням спеціального болту, отвір для якого зроблено в середині диску основи стенду. Поступово обертаючи болт, ми доводимо його верхній кінець, до нижнього краю бовту з'єднаного зі штоком електромагніту. Подальший поступовий рух болту підриває якір. Цілком очевидно, що чим більше сила підтискання "тарілок", тим на меншу відстань нам потрібно підірвати якір. Також слід зазначити що при даних параметрах пружин додаткового підтискання неможливо реалізувати ручне відключення при співвідношенні довжин розчину та провалу контактів вакуумної дугогасної камери (ВДК): (16+2) мм замість вищевказаних (14+4) або (15+3) мм. Не вистачає енергії акумульованої у тарілчастих пружин.

Під час проведення досліджень постійно виникала необхідність створення певної сили натиску при регулюванні пружин. Необхідні зусилля створювались за допомогою стенду з закріпленим на ньому з'ємним динамометром. При дослідах було використано два динамо-



Рис. 3.

метри: ДПУ-0,5-2 та ДПУ-0,1-2 (розрахованих на 5 кН та на 1 кН відповідно). Зовнішній вигляд стенду зображено на рис. 3.

Хід досліджень. Після завершення перевірки працездатності системи ручного відключення, виникла задача знаходження умов за яких це відключення стає можливим. Серед усіх задач, які виникли стосовно механізму ручного відключення треба виділити три основні, а саме:

 Знаходження діапазону спрацьовування механізму ручного відключення приводу в залежності від параметрів системи створення протидіючих зусиль для співвідношення розчину-провалу (14+4) мм. 2) Те ж саме для співвідношення (15+3), яке розглядається, як

 Те ж саме для співвідношення (15+3), яке розглядається, як утворене з попереднього за рахунок зношення контактів.

3) Знаходження значень граничного зношення контактів.

Перший етап дослідів складався з декількох частин.

Статична тягова характеристика ручного відключення. Розрахунок був реалізований на ПЕОМ за допомогою програми розрахунку електромагнітних систем, сучасної програмної системи кінцевоелементного аналізу – FEMM версії 3.4. Перевірка результатів розрахунку проводилась наступним чином: в робочий зазор електромагніту було введено пластикові кільця приблизно міліметрової товщини. Після кожної з таких операцій якір електромагніта відривавсь з положення утримання на стенді з динамометром, який показував значення сили відриву.

Розрахункова та експериментальна статичні тягові характеристики ручного відключення в одній системі координат зображені на рис. 4: верхня крива – розрахунок, нижня – експеримент.





Характеристика протидіючих зусиль при ручному відключенні. Як було зазначено, протидіючі зусилля створюються тарілчастими та допоміжними пружинами. Тарілчасті пружини надають можливість регулювати початкові зусилля у великому діапазоні. Отже основною задачею став вибір допоміжних пружин. Процес вибору визначався наступними параметрами:

1) жорсткістю пружини,

яка у свою чергу залежить від кількості витків, діаметру проволоки, зовнішнього та внутрішнього діаметрів пружини;

2) її вільною довжиною, а також довжинами початкового підтискання та повністю стиснутого стану;

Значення деяких з цих параметрів були обумовлені конструкцією установки, інші мали спроможність змінюватися. Всередині великої пружини було встановлено ще одну меншого діаметру. Жорсткості пружин, які складають систему для створення протидіючих зусиль приведено в табл. 1.

Пружина	Жорсткість 1 пружини, Н/мм	Жорсткість 3 пружин, Н/мм
Тарілчаста	213	640
Велика допоміжна	22	66
Мала допоміжна	13	40
Пара допоміжних	35	105

Таблиця 1 – Характеристики пружин.

Після обчислення жорсткостей системи пружин можна побудувати протидіючу характеристику ручного відключення. Експериментальна статична тягова характеристика ручного відключення та протидіюча характеристика ручного відключення в єдиній системі координат при $F_{\text{поч.тар}} = 1,7$ кН зображені на рис. 5. Тепер маємо можливість отримати силу яка є різницею між тяговою та протидіючою силами для різних значень ходу якоря. Графік результуючої сили під дією якої рухається якір зображено на рис. 6.





Рис. 6.

Маючи статичну тягову та протидіючу характеристику, ми можемо зробити висновок при яких зусиллях протидіючих пружин буде мати місце коректна робота механізму ручного відключення. Результати експериментального підтвердження цих розрахунків наведені у табл. 2.

Таким чином отримано діапазон спрацьовування механізму ручного відключення відмикача. Якщо зусилля тарілок перевищить 170 кг, не буде утримання якорю в кінцевому положенні, а якщо виставити менш 40 кг, отримаємо замалу силу контактного підтискання.

Другий етап дослідження полягає в модулюванні ситуації, яка матиме місце після зношення контактів ВДК.

Зрозуміло, що в такому разі розчин контактної системи буде зменшуватися, а провал, навпаки, рости. Припустімо, що початкове їх співвідношення (14+4) мм трансформувалось в (15+3) мм.

		P A	- (p ==	-).
Початкове зусилля тарілок, Н	Спрацьовування приводу	Ручне відключення	Кількість обертів болта, об	Відповідна довжина підриву мм
2000	ні	—	-	-
1700	так	так	<0,25	<0,5
1500	так	так	<0,25	<0,5
1250	так	так	<0,25	<0,5
1000	так	так	<0,25	<0,5
700	так	так	0,25	0,5
400	так	так	>0,25	>0,5

Таблиця 2 – Експерименатльні дані (провал – 14 мм).

Стартове протидіюче зусилля зросте лише на величину жорсткості допоміжних пружин. Проводячи аналогічні дії маємо наступні результати, зображені в табл. 3, які повністю співпадають з розрахунками.

Початкове зусилля	Спрацьовування		Кількість обертів	Відповідна	
тарілок, Н	приводу	гучне відключення	болта, об	довжина мм	
1805	так	так	<0,25	<0,5	
1605	так	так	<0,25	<0,5	
1355	так	так	0,25	0,5	
1105	так	так	0,25	0,5	
805	так	так	>0,25	>0,5	
505	так	так	≤1	≤1	

Таблиця 3 – Експерименатльні дані (провал – 15 мм).

Отже можемо зробити висновок, що у разі зношення контактів лише на міліметр, маємо істотне зменшення кінцевих протидіючих зусиль. Водночас (15+3) мм є значенням граничного зношення контактів, тобто таким, при якому ручне відключення ще можливе. Це було визначено експериментальним шляхом.

Розбіжність розрахунку та експерименту виникає під час аналізу співвідношення розчину/провалу контактів, яке дорівнює (16+2) мм. Експеримент показав, що в даному випадку ручного відключення немає, але графічна залежність вказує на те, що ручне відключення повинно відбуватись, бо результуюча сила руху якоря усюди більша за нуль. Саме тому значення граничного зношення визначалося шляхом експерименту. Щодо вищевказаної розбіжності, то було проведено аналіз її причин.

Причинами можуть бути: 1) Виникнення сил тертя у втулках фланців, які зашкоджують руху якоря. Ці сили у свою чергу можуть з'являтися за рахунок потужних зусиль однобічного тяжіння між якорем та деталлю, у якій він переміщується. Це тяжіння обов'язково виникає ще на етапі зборки приводу. 2) Дія вихрових струмів у якорі під час його руху.

Якщо основною причиною є сили тертя то треба підкреслити, що ці сили мають нелінійний характер. Подальше дослідження даної проблеми може дати питому відповідь.

Висновки. Проведено огляд існуючих систем ручного відключення приводів вакуумних відмикачів середньої напруги 6-35 кВ. Розроблено методику імітації протидіючих зусиль в реальних відмикачках. Здійснено вибір пружин для системи створення протидіючих сил, сконструйовано механізм ручного відключення приводу та експериментальний стенд для досліджень цього механізму. Отримано статичну тягову та протидіючу характеристики ручного відключення шляхом розрахунків та експерименту, а також характеристики результуючої сили під дією якої рухається якір приводу під час ручного відключення. Знайдено діапазони спрацьовування механізму ручного відключення в залежності від величини протидіючих сил з урахуванням зношення контактів та значення граничного зношення, яке дорівнює одному міліметру. Проведено аналіз причин розбіжності розрахункових та експериментальних даних. Зроблено висновок, що зі зношенням контактів, маємо значне зменшення протидіючих зусиль, а у разі падіння величини провалу контактів нижче граничної, ручне відключення працювати не буде. Тому однозначною рекомендацією є необхідність проведення системних оглядів вакуумних відмикачів з метою контролю за співвідношенням розчину та провалу контактів.

Список літератури: 1. *Клименко Б.В.* Комутаційна апаратура. Апаратура керування. Запобіжники. Терміни, тлумачення, коментарі. Харків: Талант, 2008. – 226 с. 2. Выключатели вакуумные серии ВР. Техническая информация. НКАИ.670049.011.ТИ. – 11 с. 3. Руководство по эксплуатации вакуумных выключателей серии ВВ-ТЕL. ТШАГ674152.003 РЭ. – 8 с.



М'якінький Олег Володимирович, аспірант кафедри "Електричні апарати" Національного Технічного Університету "Харківський Політехнічний Інститут", захистив диплом магістра в 2007 році. Наукові інтереси пов'язані з проблемами удосконалення електричних апаратів, в тому числі приводів вакуумних відмикачів.

Надійшла до редколегії 10.11.2009

УДК 621.313

А.М. МАСЛЕННИКОВ, аспирант, НТУ "ХПИ", Харьков

УСТРОЙСТВО ДЛЯ СОЗДАНИЯ ДИСКРЕТНО ВРАЩАЮЩЕГОСЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

Рассмотрен алгоритм работы устройства по представленной блок-схеме. Представлены результаты экспериментальной работы устройства и исследуемого двигателя под нагрузкой при регулировании частоты питающего напряжения.

Розглянуто алгоритм роботи пристрою за наведеною блок-схеми. Представлені результати експериментальної роботи пристрою та дослідного двигуна під навантаженням при регулюванні частоти питомої напруги.

Для управления работой некоторых типов двигателей, таких как шаговые двигатели, двигатели с катящимся ротором необходимо применять устройства позволяющие генерировать m-фазные последовательности напряжения, способные работать на индуктивную нагрузку, при этом должна обеспечиваться регулировка частоты и амплитуды выходного сигнала, в соответствии с законом регулирования. Пределы регулирования выходного напряжения могут иметь различный диапазон в каждом случае.

Частоту вращения ротора в двигателе с катящимся ротором (ДКР) регулируют изменением частоты питающего напряжения. Ток в обмотках и вращающий момент на валу двигателя пропорциональны магнитному потоку в статоре, который зависит от приложенного к обмоткам напряжения и ее частоты. Т.о. при уменьшении частоты питающего напряжения необходимо уменьшать его амплитуду, иначе возможен перегрев обмоток двигателя и силовых элементов устройства питания. При увеличении частоты питающего напряжения наблюдается уменьшение импульса тока в обмотках, как следствие, мощность двигателя и вращающий момент на валу снижаются.

В частности для питания т-фазных электрических машин, таких



Рис.1.

как ДКР, шаговые двигатели и т.п. применяют генератор тфазного напряжения с регулируемым выходным напряжением и частотой (далее генератор) для получения эффекта, так называемой "бегущей волны". Схема генератора содержит последовательно соединенные задающий генератор 1, регистр сдвига 2, триггеры 3, реверсирующее устройство 4, индикатор чередования фаз 5, устройство гальванической развязки 6, выходные каскады 7, блок питания 8.

Частота следования импульсов дискретно изменяется от f_1 до $f_1 = 10f_1$. Импульсы с выхода задающего генератора поступают на вход регистра сдвига. На выходах регистра сдвига сигнал появляется поочередно с частотой задающего генератора на каждом последующем выходе. Выходы регистра сдвига соединены со входами триггеров таким образом, что каждый последующий триггер включается, раньше выключения предыдущего, этим обеспечивается жесткое фазовое соотношение выходных сигналов.





Что касается схемы гальванической развязки, то она выполнена т.о., чтобы обеспечить надежное открытие выходного транзистора при наличии сигнала и полное закрытие в его отсутствие, при этом должна быть обеспечена полная гальваническая развязка с логической частью схемы.

Как известно, отношение амплитуды питающего напряжения и частоты сети должно выполнятся в соответствии с законом регулирования частоты вращения при постоянном

моменте. Поэтому устройство обладает автоматическим и ручным переключением величин напряжения и частоты.

Данное устройство было применено в экспериментальной работе, во время проведения которой были внесены корректировки относительно ступенчатого изменения подачи импульсов. Так, например, при подаче импульсов с частотой f_1 происходит надежная работа двигателя, а при увеличении частоты до $2f_1$, в момент переключения происходит резкое падение момента на валу, а после выход на номинальный момент для соответствующей частоты. В связи с этим было добавлено в устройство переключатель позволяющий плавно регулировать частоту вращения и, следовательно, плавно изменять вращающий момент. Так же возникла необходимость увеличения амплитуды напряжения поданного на обмотки двигателя. Для этого устройство было дополнено входом и переключателем для независимого питания. В результате работы получилось устройство, позволяющее плавно регулировать частоту вращения выходного вала и при необходимости возможность питания обмоток статора от внешнего источника. Что в свою очередь создает возможность кратковременного увеличения вращающего момента. Такой режим может использоваться для доводки рабочего органа. Время режима ограничено токами протекающими в обмотке, а следовательно и температурой работы, ведь при превышении рабочей температуры всего на 7°С срок службы изоляции снижается вдвое.



Рис. 3.

Благодаря такому устройству появляется возможность экспериментально проверить и определить возможные алгоритмы работы ДКР, что в дальнейшем может быть использовано для создания блока управления на микроконтроллере в состав, которого могут войти все элементы образующие логическую часть в формировании импульса. Но в связи с тем, что питание схемы значительно ниже уровня напряжения питания обмоток, то гальваническая развязка 6 и выходные каскады 7 будут все также необходимы.

Были исследованы режимы работы двигателя при разных частотах и построены графики зависимости момента на валу двигателя от напряжения питания (рис.3) при разной частоте питающей сети. Так первому графику соответствует частота f_1 , второму $2f_1$, третьему $3f_1$, четвертому $4f_1$. Эти характеристики подтверждают, что ДКР предназначен для устройств работающих в сверхнизких скоростях $(0,1...1 \text{ мин}^{-1})$ и требующих высокий момент. Благодаря устройству управления есть возможность анализа работы ДКР при сверхнизкой частоте вращения: исследование сложного механического движения, рассмотрение альтернативных конструкций передачи момента и проч.

Список литературы: 1. Бертинов А.И., Варлей В.В. Электрические машины с катящимся ротором. – М.:Энергия, 1969. – 200 с. 2. Сандлер А.С., Сарбатов Р.С. Электроприводы с полупроводниковым управлением. Преобразователи частоты для управления асинхронными двигателями. – М.-Л.: Энергия, 1966. 3. Лопухина Е.М. Асинхронные исполнительные микродвигатели для систем автоматики. – М.: Высшая школа, 1988.



Масленников Андрей Михайлович, аспирант. Защитил диплом магистра в Харьковском политехническом институте по специальности электрические машины и аппараты в 2008г. Ассистент кафедры "Электрические машины" с 2008г.

Научные интересы связаны с расчетом магнитных полей электрических машин, применение различных конструктивных материалов с измененными физическими свойствами в конструкции электрических машин, использование аппаратных средств в управлении электрическими машинами.

Поступила в редколлегию 17.11.2009

УДК 621.313

В.В. НАНИЙ, канд. техн. наук, доцент, НТУ "ХПИ", Харьков **А.А. ДУНЕВ**, аспирант, НТУ "ХПИ", Харьков **В.Д. ЮХИМЧУК**, канд. техн. наук, проф., НТУ "ХПИ", Харьков

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ДВИГАТЕЛЯ С КАТЯЩИМСЯ РОТОРОМ

Рассмотрены исследования динамических характеристик двигателя с катящимся ротором (ДКР) на базе шести полюсной конструкции машины. Проведен расчет индуктивностей восьми полюсного ДКР с учетом неравномерности его воздушного зазора, а так же определены постоянные времени.

Розглянуті питання динамічних характеристик двигуна з ротором, що котиться (ДРК), на базі шести полюсної конструкції машини. Проведено розрахунок індуктивностей восьми полюсного ДРК з урахуванням нерівномірності його повітряного проміжку, а також визначені постійні часу.

Введение. Двигатели с катящимся ротором – это тихоходные высокомоментные двигатели, принцип действия которых основан на обкатывании ротора по статору под действием силы одностороннего магнитного притяжения, созданного обмоткой статора. Ротор обкатывается по расточке статора эксцентрично его оси, синхронно с силой одностороннего магнитного притяжения. Благодаря низкой частоте вращения и высокому значению выходного момента ДКР могут успешно использоваться в качестве без редукторных электроприводов в разных отраслях промышленности.

Цель работы – экспериментальные исследования двигателя с катящимся ротором.



Рис. 1.

Конструкция двигателя. В ходе работы и был исследован такой шестиполюсный двигатель со следующими параметрами. Внутренний диаметр сердечника статора составил 160 мм, внешний диаметр сердечника ротора – 159,84 мм, воздушный зазор между статором и ротором равняется 0,16 мм (рис. 1). Обмотка шести полюсного ДКР питалась от частотного преобразователя, что позволило нам регулировать частоту питающей сети от 3 Гц до 18 Гц и питающее напряжение от 0 до 72 В.











Были проведены опыты с обмотками, имеющими 100, 270 и 300 витков. При этом измерялся момент двигателя на разных частотах и при разном значении напряжения питания двигателя.

Результаты проведенных экспериментов показаны на графиках *M*=*f*(*U*) для 100 витков (рис. 2), 270 витков (рис. 3) и 300 витков (рис. 4).

По полученным результатам мы можем сделать вывод, что наибольшие значения полученного момента на валу двигателя достигались при малых частотах питающей сети, но при максимальном подводимом напряжении (в пределах допустимого нагрева обмотки).

Наибольшее значение момента на валу двигателя было получено при 300 витках и 3 Гц. Это связано с тем, что чем ниже частота питания, тем меньше степень вибрации, что обеспечивает более лучшее сцеп-ление трущихся поверхностей.

Были проведены эксперименты по определению времени полного оборота вала на 3 и 6 Гц.



Проведен расчет индуктивности для восьми пазового ДКР со следующими параметрами. Диаметр статора 170 мм, ротора – 169,3 мм, воздушный зазор – 0,7 мм (рис. 6).

Индуктивность определяли по известной формуле [1]:

$$L = \frac{w^2 \cdot \mu_0 \cdot S_{\delta}}{\delta} \,. \tag{1}$$

Рис. 6.

Для определения индуктивности под заданными полюсами в точках А,В,С и, в точке касания, К, необходимо было учитывать неравномерность воздушного зазора в этих точках. Что и было сделано по формуле (2):

$$\delta = \delta_0 \cdot (1 - \varepsilon \cos \alpha), \tag{2}$$

где $\delta_0 = 0,35$ мм – средний воздушный зазор машины; α – угол между т. *К* и точкой, в которой определяется величина воздушного зазора.

Было получено: $\delta_A = 0,263 \text{ мм}$; $\delta_B = 0,35 \text{ мм}$; $\delta_C = 0,43 \text{ мм}$; $\delta_{\rm K} = 0$ мм; $\omega = 250$ - количество витков;

$$S_{\tilde{6}} = K_z \cdot \frac{\pi \cdot D}{8} \cdot 80 \cdot 10^{-6}, \, \mathrm{M}^2,$$
 (3)

где S_{6} – активная поверхность; $K_{7} = 0.85$.

После подстановки получили:

 $L_{\rm K} = 1,56 \, \Gamma {\rm H}$; $L_{\rm A} = 1,35 \, \Gamma {\rm H}$; $L_{\rm B} = 1,01 \, \Gamma {\rm H}$; $L_{\rm C} = 0,85 \, \Gamma {\rm H}$.

Проведен расчет электромагнитной и механической постоянных времени для восьми пазового ДКР по известным формулам [2]:

$$T_m = \frac{J \cdot \omega_r}{M_N}; \qquad T_3 = \frac{L}{R}$$
(4)

После подстановки получили:

$$T_m = 1,194 \cdot 10^{-4}, c;; T_{\circ} = 1,5 \cdot 10^{-2}, c.$$

Выводы. Из полученных данных следует, что при расчете быстродействия ДКР необходимо учитывать электромагнитную постоянную времени, которая для приведенного типа двигателя значительно меньше, чем механическая постоянная времени. Этот факт является одной из важных отличительных черт двигателя с катящимся ротором.

Список литературы: 1. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи: Учебник. – М.: Гардарики, 2002. 2. Бертинов А.И., Варлей В.В. Электрические двигатели с катящимся ротором. – М.: Энергия, 1969. – 200 с. 3. Наний В.В., Мирошниченко А.Г., Юхимчук В.Д. Дунев А.А. Влияние конструкции вентильного ДКР на параметры его магнитного поля. Вестник НТУ "ХПИ", Тематический выпуск "Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов".– Харьков: НТУ "ХПИ". – 2007. – № 25. –С. 62-65.



Наний Виталий Викторович, доцент, кандидат технических наук. Закончил в 1980 г. Харьковский политехнический институт по специальности "Электрические машины". В 1987 г. защитил диссертацию в Харьковском политехническом. На данный момент работает в НТУ "ХПИ" на должности доцента кафедры электрических машин. Научные интересы связаны с исследованием двигателей с катящимся ротором и совершенствованием их параметров.

Юхимчук Владимир Данилович, профессор, кандидат технических наук. Закончил в 1968 г. Харьковский политехнический институт по специальности "Электрические машины и аппараты".

В 1980 г. защитил диссертацию в Харьковском политехническом институте. Работает в НТУ "ХПИ" на должности профессора кафедры электрических машин.

Научные интересы связаны с исследованием двигателей постоянного тока и их коммутации.

Дунев Алексей Александрович, аспирант кафедры электрических машин. В 2009 г. защитил диплом магистра в Харьковском политехническом институте по специальности "Электрические машины и аппараты". Ассистент кафедры электрических машин с 2009 г.

Научные интересы связаны с исследованием двигателей с катящимся ротором.

Надійшла до редколегії 17.11.2009

УДК 621.313

В.В. НАНИЙ, канд. техн. наук, доцент, НТУ "ХПИ", Харьков **А.В. ЕГОРОВ**, аспирант, НТУ "ХПИ", Харьков **А.Г. МИРОШНИЧЕНКО**, канд. техн. наук, доцент, НТУ "ХПИ", Харьков

ОСОБЕННОСТИ ТЕПЛОВОГО РАСЧЕТА ДВИГАТЕЛЯ С КАТЯЩИМСЯ РОТОРОМ

Рассмотрено тепловое состояние двигателя с катящимся ротором (ДКР) на базе шести полюсной конструкции машины. Составлена эквивалентная тепловая схема и проведен расчет температуры нагрева обмотки ДКР. Полученные данные сравнены с опытными результатами.

Розглянуто тепловий стан двигуна з ротором, що котиться (ДРК), на базі шести полюсної конструкції машини. Складена еквівалентна теплова схема і був проведен розрахунок температури нагріву обмотки ДРК. Отримані дані порівняні з дослідними результатами.

Введение. Двигатели с катящимся ротором (ДКР) способны обеспечивать высокие значения моментов при малых массогабаритных показателях и низких скоростях вращения, поэтому они могут заменить редукторные электроприводы.

Расчеты теплового состояния ДКР на данный момент практически отсутствуют, однако учет температур отдельных узлов двигателя может позволить оптимизировать массогабаритные показатели двигателя, при режимах работы привода ПВ-25 и ПВ-5.

Цель работы – анализ теплового состояния ДКР на основе эквивалентной тепловой схемы. В статье рассмотрены задача расчета теплового состояния ДКР с помощью эквивалентной тепловой схемы (ЭТС), и сравнение полученных результатов с экспериментом.

Структура эквивалентной тепловой схемы. В двигателе с катящимся ротором, структура ЭТС и ее качественный состав определяется конструктивным исполнением двигателя. В отличие от других электрических машин, при тепловом расчете ДКР необходимо учитывать потери от трения-качения ротора по внутренней поверхности статора (рис. 1).

Сила трения возникает за счет большой силы одностороннего магнитного притяжения (сотни Ньютонов). При частоте питающей сети 50 Гц, скорость обкатывания линии касания, которая на рис. 1 вырождается в т. А, может составляет от 3000 до 6000 мин⁻¹. При частоте 6 Γ ц – 360 мин⁻¹.



Рис. 1.

Рис. 2

Тепловой расчет ДКР проведен с использованием универсальных ЭТС [1], адаптированных к условиям поставленной задачи. ЭТС ДКР показана на рис. 2.

Данная ЭТС составлена для случая питания ДКР от полупроводникового преобразователя прямоугольными импульсами напряжения частотой 6 Гц и содержит 3 узла: узел 1- обмотка ДКР, мощность тепловыделения равна потерям в обмотке статора; узел 2 – линия касания ротора и статора, мощность тепловыделения равна потерям на трениекачения ротора о статор; узел 3 – сердечник статора, принимается пассивным. $\Theta_{\rm BB}$ и $\Theta_{\rm HB}$. – температуры внутреннего и наружного воздуха соответственно.

Структура ЭТС предполагает следующее распределение тепловых потоков:

– тепло, выделенное в обмотке, отводится через тепловое сопротивление R_1 от наружной поверхности обмотки к сердечнику статора, далее через тепловое сопротивление R_2 к наружному воздуху и через тепловое сопротивление R_3 к внутреннему воздуху.

– тепло, выделенное в линии касания ротора о статор, отводится через тепловое сопротивление R_4 к сердечнику статора и тепловое сопротивление R_5 к внутреннему воздуху через ротор.

Для расчета приняты следующие теплофизические параметры:

- эквивалентная теплопроводимость многовитковой катушки
$\lambda_{3KB} = 1.4 \frac{BT}{M \cdot {}^{\circ}C};$

– теплопроводность изоляции обмотки $\lambda_{\text{И3}} = 0.18 \frac{\text{BT}}{\text{M} \cdot ^{\circ}\text{C}}$;

– теплопроводность стали станины $\lambda_{cT} = 34 \frac{BT}{M \cdot {}^{\circ}C};$

– коэффициент теплоотдачи с внутренней поверхности статора и ротора $\alpha_{ct BB} = 42,2 \frac{BT}{M^{\,\circ}C}$;

- коэффициент теплоотдачи с наружной поверхности статора $\alpha = 18 \frac{BT}{2}$

$$\alpha_{\rm CT \ HB} = 18 \frac{1}{{\rm M} \cdot {\rm °C}} \, .$$

Коэффициенты теплоотдачи определялись по [1, 2, 3] с учетом особенностей конструктивного исполнения.

Уравнения теплового баланса. На основании ЭТС составлена система уравнения теплового баланса. При этом тепловые сопротивления заменены на тепловые проводимости:

$$\begin{cases} \Theta_1 \cdot \Lambda_1 - \Theta_2 \cdot 0 & -\Theta_3 \cdot \Lambda_1 = p_1; \\ -\Theta_1 \cdot 0 & +\Theta_2 \cdot \Lambda_2 - \Theta_3 \cdot \Lambda_4 = p_2 + \Theta_{\hat{a}\hat{a}} \cdot \Lambda_5; \\ -\Theta_1 \cdot \Lambda_1 - \Theta_2 \cdot \Lambda_4 & +\Theta_3 \cdot (\Lambda_1 + \Lambda_2 + \Lambda_3 + \Lambda_4) = \Theta_{\hat{1},\hat{a}.} \cdot \Lambda_2 + \Theta_{\hat{a}\hat{a}} \cdot \Lambda_3, \end{cases}$$

где Θ_1 , Θ_3 – температуры обмотки и сердечника катушки соответственно; Θ_2 – температура линии касания статора и ротора; p_1 – потери в обмотке на один полюс; p_2 – потери от трения ротора о статор; $\Theta_{\rm BB}$, $\Theta_{\rm HB}$. – температуры внутреннего и наружного воздуха соответственно.

Температура $\Theta_{\rm HB}$ принята равной 40°С, а температура $\Theta_{\rm BB}$ определяется $\Theta_{\rm HB}$ и суммой греющих потерь двигателя.

Результаты расчетов тепловых проводимостей и потерь сведены в табл. 1.

Λ_1	Λ_2	Λ_3	Λ_4	Λ_5	p_1	p_{2}	
0,231	2,889	4,11	1,03	1,805	5,34	40,8	

Таблица 1 – Расчетные величины тепловых проводимостей.

Выводы. На основе предложенной схемы теплового состояния ДКР рассчитаны температуры обмоток и сердечника соответственно: $\Theta_1 = 128,3 \ ^\circ C, \ \Theta_2 = 86,6 \ ^\circ C, \ \Theta_3 = 105,2 \ ^\circ C.$

При проведении эксперимента получены следующие значения: температура обмотки 131 °C, температура наружной поверхности статора 64 °C.

Список литературы: 1. Бертинов А.И., Варлей В.В. Электрические двигатели с катящимся ротором. – М.: Энергия, 1969. – 200 с. 2. Борисенко А.И., Данько В.Г., Яковлев А.И. Аэродинамика и теплопередача в электрических машинах – М.: Энергия, 1974. – 560 с. 3. Сипайлов Г.А., Санников Д.И., Жадан В.А., Тепловые, гидравлические и аэродинамические расчеты в электрических машинах – М.: Высшая школа, 1989. – 239 с.



Наний Виталий Викторович, доцент, кандидат технических наук. Закончил в 1980 г. Харьковский политехнический институт по специальности "Электрические машины". В 1987 г. защитил диссертацию в Харьковском политехническом. На данный момент работает в НТУ "ХПИ" на должности доцента кафедры электрических машин. Научные интересы связаны с исследованием двигателей с катящимся ротором и совершенствованием их параметров.



Мирошниченко Анатолий Георгиевич, доцент, кандидат технических наук. Закончил в 1972 г. Харьковский политехнический институт по специальности "Электрические машины и аппараты". В 1987 г. защитил диссертацию в Харьковском политехническом. Научные интересы связаны с исследованием и разработкой сверхпроводниковых электрических машин, разработка и исследование двигателей с катящимся ротором, технологические проблемы ремонта электрических машин



Егоров Андрей Владимирович, аспирант кафедры электрических машин. В 2009 г. защитил диплом магистра в Харьковском политехническом институте по специальности "Электрические машины и аппараты". Ассистент кафедры электрических машин с 2009 г. Научные интересы связаны с исследованием двигателей с катящимся ротором.

Надійшла до редколегії 17.11.2009

УДК 577.4:621.013

М.М. РЕЗИНКИНА, д-р техн. наук, НТЦ МТО НАНУ, Харьков *А.В. ЕРИСОВ*, с.н.с., НТЦ МТО НАНУ, Харьков *Д.Е. ПЕЛЕВИН*, м.н.с., НТЦ МТО НАНУ, Харьков *Л.Э. ЛОБЖАНИДЗЕ*, аспирант, НТЦ МТО НАНУ, Харьков

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ИНДУЦИРОВАННОЙ И ОСТАТОЧНОЙ НАМАГНИЧЕННОСТИ ФЕРРОМАГНИТНЫХ КОНСТРУКЦИЙ НА ОСЛАБЛЕНИЕ ГЕОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В ЖИЛЫХ ПОМЕЩЕНИЯХ

Приведено результати експериментальних досліджень ослаблення геомагнітного поля в житлових будинках. Ослаблення пов'язане зі зміною індукції магнітного поля намагнічених та ненамагнічених елементів феромагнітних конструкцій (арматури), що використовуються при будівництві будинків, в геомагнітному полі.

Приведены результаты экспериментальных исследований ослабления геомагнитного поля в жилых зданиях. Ослабление связано с изменением индукции магнитного поля намагниченных и ненамагниченных элементов ферромагнитных конструкций (арматуры), которые используются при строительстве зданий, в геомагнитном поле.

Введение. В ряде публикаций приводятся данные о влиянии ослабления уровня естественного геомагнитного поля (ГМП) на живые организмы [1-5]. Учитывая возможное отрицательное влияние ослабления ГМП на жизнедеятельность людей, в Российской Федерации принят нормативный документ, который вводит предельно допустимый уровень ослабления естественного ГМП – не более чем в два раза [6]. Принятию данных норм предшествовали медико-статистические исследования, показавшие негативное влияния такого ослабления на живые организмы [7, 8]. Проект аналогичных норм готовится и в Украине. Данная статья посвящена экспериментальным исследованиям геомагнитной обстановки в жилых помещениях, источниками снижения ГМП в которых являются ферромагнитные элементы конструкции зданий.

Методика контроля уровней ослабления ГМП. Оценка искажений ГМП в жилых помещениях основана на проведении измерений трех пространственных компонент вектора магнитной индукции B_x , B_y , B_z в узлах сетки с шагом 0,5 м на горизонтальной плоскости, расположенной на уровне 1,0 м от пола. Измерения проводятся с предварительной автоматической компенсацией естественных для данной географической широты компонент индукции ГМП. В каждой точке измерений вычисляется модуль вектора индукции магнтного поля (МП) – В. Для визуализации распределения МП полученные результаты аппроксимируются на более мелкой сетке при помощи кубических сплай-функций [9], в результате для исследуемых областей получены карты распределения искажений в процентах к естественному уровню ГМП. Таким образом, были построены распределения относительной величины модуля индукции магнитного поля:

 $\delta = (B - B_0)/B_0 \cdot 100\%$.

За базисную величину принят модуль вектора индукции естественного ГМП, характерного для рассматриваемой географической зоны: $B_0 = 50 \text{ мкTл.}$

Для измерения МП использовался переносной векторный феррозондовый магнитометр типа Magnetoscop 1.069 фирмы Foerster (ФРГ) с рабочим диапазоном измерений 10–2000 мкТл и относительной погрешностью измерений не выше 2,5 %.

Исследование изменений ослабления ГМП в жилых помещениях с течением времени. В последние годы при строительстве жилых и производственных зданий используется большой объем металлических ферромагнитных конструкций, что приводит к снижению ГМП. Характерным примером конструкций такого типа являются современные высотные каркасно-монолитные здания. Для того чтобы оценить происходит ли изменение ослабления ГМП в зданиях данного типа, измерения в них были проведены дважды с интервалом примерно в один год.

Исследования проводились в 22-этажном каркасно-монолитном доме в помещениях на 10 и 22 этажах. В каждом помещении было проведено два идентичных исследования уровней искажения ГМП, разнесенных во времени. Первое исследование проводилось в 2008 г., второе – в 2009 г. Результаты измерений показаны на рис. 1 – 4.



Рис. 1. Искажения ГМП в помещении на 10 этаже (2008 г.).



Рис. 2. Искажения ГМП в помещении на 10 этаже (2009 г.).



Рис. З.Искажения ГМП в помещении на 22 этаже (2008 г.).



Рис. 4. Искажения ГМП в помещении на 22 этаже (2009 г.).

Из приведенных распределений видно, что уровни снижения ГМП не меняются, а уровни превышения МП над естественным ГМП несколько уменьшаются, что видно при сравнении рис. 1 и 2, рис. 3 и 4.

Исследование намагниченности ферромагнитных элементов конструкций зданий. Для определения мест локализации источников остаточной намагниченности в жилых зданиях были проведены экспе-

риментальные исследования намагниченности колонн как основного источника влияния на уровень ослабления ГМП.

В общем виде величина индукции *B_z* магнитного поля вблизи поверхности колонны определяется как

$$B_{z} = (B_{0z} - B_{uz}) + B_{0z}, \tag{1}$$

где B_{0z} – вертикальная компонента индукции геомагнитного поля, которая для рассматриваемой географической зоны составляет 44 мкТл; B_{uz} – вертикальная компонента индукции магнитного поля, обусловленная индуцированным магнитным моментом M_{uz} колонны; B_{oz} – вертикальная компонента индукции магнитного поля, обусловленная остаточным магнитным моментом M_{oz} колонны.

Исходя из (1), при отсутствии остаточной намагниченности индукция магнитного поля B_z у поверхности колонны меньше величины вертикальной компоненты индукции геомагнитного поля B_{0z} , то есть:

B_z < 44 мкТл.

Однако, как показали результаты измерений, это соотношение для колонн современных зданий не выполняется. Проведенные исследования состояли в измерении индукции магнитного поля вблизи поверхности колонн нового многоэтажного здания. Для этого датчиком магнитного поля проводилось сканирование вертикальной компоненты индукции *B_z* между точками А-В (рис. 5).



Рис. 5. Схема измерения намагниченности колонн.

Исследования проводились в 22-этажном каркасно-монолитном доме. Измерялась индукция МП вдоль колонн с поперечным сечением $0,5 \times 0,5 \text{ м}^2$ на расстоянии 0,1 м от их поверхности. Опыты показали, что для одной части исследованных колонн индукция B_z значительно превышает 44 мкТл, для другой – имеет практически нулевое значение, а некоторые колонны вообще не проявляют себя как источники МП.

Результаты измерений индукции B_z МП ряда колонн, расположенных в исследуемом помещении, представлены в виде 3-х обобщенных случаев на рис. 6.

Колонна № 1, в которой остаточный магнитный момент совпадает по направлению с индуцированным магнитным моментом, вызывает ослабление ГМП в помещении (величина индукции на некоторых участках колонны уменьшается до значения $B_z \approx 5$ мкТл).

Колонна № 2 практически не оказывает влияния на уровень естественного ГМП, так как величины ее остаточного и индуцированного магнитных моментов, приблизительно равные между собой, имеют противоположную направленность действия: $M_{0z} + M_{uz} \approx 0$. Измеренные распределения индукции магнитного поля B_z в помещении приведены на рис. 6 в виде графиков для источников: 1 – колонна № 1; 2 – колонна № 2; 3 – колонна № 3.



Рис. 6.

Колонна № 3 представляет собой источник усиления геомагнитного поля в виду доминирования остаточной намагниченности над индуцированной.

Таким образом, колонны здания по-разному проявляют себя как источники искажения ГМП. В некоторых случаях характер распределения индукции МП у поверхности однотипных колонн различен даже в пределах высоты одного этажа. Это мо-

жет быть вызвано остаточной намагниченностью, которая носит локальный характер и изменяется вдоль всей длины колонны.

Сказанное относительно колонн здания является справедливым и в отношении намагниченности межэтажных перекрытий, которым также присущ широкий спектр остаточных намагниченностей.

Для выяснения природы появления остаточной намагниченности зданий дополнительно были проведены измерения остаточной намагниченности ферромагнитных элементов, используемых при армировании железобетонных конструкций.

В качестве ферромагнитного элемента здания рассматривался отрезок стальной арматуры диаметром 12 мм, длиной L = 0,73 м. Точки измерения располагались вдоль арматуры на расстоянии 0,10 м от ее оси с шагом 0,10 м (рис. 7).



Рис. 7.

Ось арматуры совпадала с направлением востокзапад, при котором исключается намагниченность магнитным полем Земли. В каждой точке измерялась одна компонента вектора индукции магнитного поля *B_x*, направленная паралельно оси отрезка арматуры. Результаты измерений представлены в табл. 1.

Таблица 1 -	– Индукция	МП в	точках	измерения	вдоль	оси	отрезка	арматуры.
-------------	------------	------	--------	-----------	-------	-----	---------	-----------

Координаты	<i>B_x</i> , мкТл	M_i^a , $A \cdot m^2$
- 0,30	- 2,8	0,05
- 0,20	4,3	- 0,08
- 0,10	7,8	- 0,14
0,0	9,8	- 0,18
0,10	10,0	- 0,18
0,20	7,9	- 0,14
0,30	2,8	- 0,05
0,40	- 4,7	0,08

В табл. 1 также приведены рассчитанные значения магнитных моментов выделенных объемов M_i^a , на которые условно разбивался отрезок арматуры. Расчет проводился с использованием мультидипольной модели магнитного поля технического объекта и алгоритма определения положения источников магнитного поля [10].

Экспериментально определена максимальная намагниченность арматуры от воздействия внешнего МП B_v . Арматуру, показанную на рис. 7, намагничивали в магнитном поле B_v . После этого, при $B_v = 0$, измеряли значение индукции магнитного поля B_x в направлении, параллельном оси арматуры. Точки измерения располагались на рас-

стоянии 1 м и 1,5 м напротив центра арматуры. Результаты эксперимента приведены в табл. 2.

МКІЛ									
D T _T	Длина отрезка, м								
$D_{\rm V}, 1$ JI	1,0	1,5							
- 0,04	- 0,34	- 0,46							
0,04	3,47	0,73							
0,12	3,64	0,79							
0,19	3,64	0,79							

Таблица 2 – Индукции *B_x* МП в процессе намагничивания отрезка арматуры.

После достижения максимальной намагниченности арматуры были проведены измерения остаточной индукции магнитного поля в точках, показанных на рис. 7. Результаты измерения приведены в табл. 3.

Thigh the the the the the the the the the th							
Координаты точки измерения, м	<i>В_x</i> , мкТл						
- 0,30	- 175,2						
- 0,20	109,8 200,4						
- 0,10							
0,0	208,4						
0,10	220,9						
0,20	205,3						
0,30	139,1						
0,40	- 87,7						

Таблица 3 – Индукция	и МП после	намагничивания	отрезка	арматуры.
----------------------	------------	----------------	---------	-----------

На основе экспериментальных данных, приведенных в табл. 1 и 3, получены распределения индукции МП вдоль арматуры в ее первоначальном слабо намагниченном состоянии, а также в предельно намагниченном состоянии (рис. 8): кривая 1 – до намагничивания; кривая 2 – после намагничивания.

При допущении об однородности намагничивания арматуры, ее намагниченность можно определить по формуле:

J = M/V,

где *М* – магнитный момент арматуры; *V* – объем арматуры.

Экспериментальные исследования показали, что арматура диаметром 12 мм и длинной 0,73 м имеет максимальную намагниченность J = 36000 A/м.

Были проведены также измерения остаточной намагниченности отрезков арматуры большей длины.



Длина отрезков колебалась от 3 м (арматура перекрытий) до 6 м (арматура колонн), диаметр – в диапазоне от 18 мм (для перекрытий) до 30 мм (для колонн). При этом оси отрезков арматуры размешали вдоль направления восток-запад, как показано на рис. 7. На рис. 9 приведены результаты измерений остаточной индукции магнитного поля отрезков арматуры различной длины. Измерения проводились на расстоянии 0,02 м от их поверхности.

Анализ проведенных исследований и расчетов показывает, что:





 остаточная намагниченность ферромагнитной арматуры распределена неравномерно вдоль ее оси;

– индукция МП, связанная с наличием остаточной намагниченности,
 для всех исследованных образцов арматуры не превышает 60 мкТл;

 остаточная намагниченность ферромагнит-

ной арматуры, которая для зданий повышенной высотности превышает индуцированную, возникает в процессе строительства дома, поскольку, как показали проведенные измерения, до монтажа в качестве составляющей несущих конструкций арматура остаточной намагниченности практически не имеет.

Выводы.

1. Проведены экспериментальные исследования распределения магнитного поля в жилых помещениях с целью выявления влияния намагниченности ферромагнитных элементов на степень снижения ГМП. Данные исследования могут послужить основанием для внедрения в Украине нормативных актов, устанавливающих допустимые уровни снижения геомагнитного поля в местах длительного пребывания людей с учетом их технической достижимости.

2. Обобщение результатов проведенных измерений индукции магнитного поля в помещениях жилых домов различных проектов позволило сделать вывод, что существенные уровни снижения ГМП (до 55 %) обусловлены в основном наличием остаточной намагниченности ферромагнитных конструкций. В тех случаях, когда ферромагнитные конструкции намагничены слабо или не намагничены вообще и доминирующую роль играет индуцированная намагниченность, уровни снижения ГМП не превышают 25 %.

3. Разнесенные во времени (около 1 года) исследования уровней искажения ГМП в жилых помещениях, где остаточная намагниченностью ферромагнитных конструкций существенно превышает индуцированную, показали, что уровни снижения ГМП практически не меняются, а уровни превышения МП над естественным ГМП несколько уменьшаются. Данный эффект можно объяснить уменьшением остаточной намагниченности конструкций с течением времени и под действием механических напряжений.

4. Как показал анализ результатов экспериментальных и расчетных исследований геомагнитных условий в жилых помещениях, остаточная намагниченность вызывает существенно большее ослабление ГМП, чем индуцированная намагниченность. Для того чтобы в жилых помещениях не происходило снижения естественного ГМП ниже допустимых значений, следует избегать намагничивания ферромагнитных конструкций зданий при их строительстве.

Список литературы: 1. Conley C.C. A review of the biological effects of very low magnetic fields // Report № NASA TN D-5902. – National Aeronautics and Space Administration, Washington, D. C. 20546. - 1970. - 25 р. 2. Любимов В.В. A review of the biological effects of very low magnetic fields // Report № NASA TN D-5902. - National Aeronautics and Space Administration, Washington, D. C. 20546. - 1970. - 25 p. 3. Xuebin W., Bing L.I., Muling X.U. et al. Long-term memory was impaired in one-trial passive avoidance task of day-old chicks hatching from hypomagnetic field space // China Sci. Bull. - 2003. - Vol. 48. - P. 2454-2457. **4.** Zhang B., Lu H., Xi W. et al. Exposure to hypomagnetic field space for multiple generations causes amnesia in Drosophila melanogaster // Neuroscience Letters. -2004. - Vol. 371, №2-3. - P. 190-195. 5. Zhang X., Li J-F., Wu Q-J. et al. Effects of hypomagnetic field in noradrenergic activities in the brainstem of golden hamster // Bioelectromagnetics. - 2007. - Vol. 28. - Р. 155-158. 6. Физические факторы производственной среды. Санитарно-эпидемиологические правила и нормативы. – СанПиН 2.2.4.1191-03 "Электромагнитные поля в производственных условиях". – М., 2003. – 19 с. 7. Походзей Л.В. Гипогеомагнитные условия как фактор риска для здоровья человека // Труды 2-й Междунар. конф. "Электромагнитные поля и здоровье человека". – М. – 1999. – С.135-136. 8. Нахильницкая З.Н., Мастрюкова В.М., Андрианова Л.А. и др. Реакция организма на воздействие "нулевого" магнитного поля // Космическая биология и авиакосмическая медицина. – 1978. – №2. – С. 74-76. **9.** Завьялов Ю.С., Квасов Б.И., Мирошниченко В.Л. Методы сплайн-функций. – М: Наука, 1980. – 202 с. **10.** Лупиков В.С., Пелевин Д.Е. Определение источников магнитного поля технического объекта // Електротехніка і електромеханіка. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2002. – №2. – С. 43-46.



Резинкина Марина Михайловна, доктор технических наук, главный научный сотрудник Научно-технического центра магнетизма технических объектов Национальной академии наук Украины, Харьков. Научные интересыв связаны с решением проблем електромагнитной экологии и электромагнитной совместимости технических средств.



Ерисов Анатолий Васильевич, старший научный сотрудник Научно-технического центра магнетизма технических объектов Национальной академии наук Украины. Научные интересыв связаны с решением проблем магнетизма технических объектов, електромагнитной электромагнитной совместимости технических средств и методов магнитных измерений.



Пелевин Дмитрий Евгеньевич, младший научный сотрудник Научно-технического центра магнетизма технических объектов Национальной академии наук Украины. Научные интересыв связаны с решением проблем магнетизма технических объектов, електромагнитной электромагнитной совместимости технических средств и методов магнитных измерений.



Лобжанидзе Лия Элгуджаевна, аспирант Научно-технического центра магнетизма технических объектов Национальной академии наук Украины. Закончила Харьковский национальный университет радиоэлектроники, факультет компьютерных наук по специальносты "Информационные технологии проектирования информационно-управляющих систем для бизнеса". Научные интересыв связаны с решением проблем електромагнитной экологии.

Поступила в редколлегию 20.11.09

УДК 621.341.572

П.Ю. СЕРГЕЕВ, с.н.с., ХНУРЭ, Харьков

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ РЕЖИМОВ РАБОТЫ РЕЗОНАНСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НА ИХ ЭФФЕКТИВНОСТЬ И ВОЗМОЖНОСТИ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЗА СЧЕТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СНАББЕРОВ ТОКА

Наведено результаті аналізу режимів неперервних та розривних струмів резонансних перетворювачів з точки зору втрат потужності. Зроблено оцінку ефективності для різних струмів.

Приведены результаты анализа режимов непрерывных и разрывных токов резонансних преобразователей с точки зрения потерь энергии. Получена оценка эффективности для разных токов.

Введение. По ряду причин наибольший интерес у разработчиков и производителей приборов и устройств силовой электроники представляют процессы переключения силовых ключей. Одним из способов описания изменения тока и напряжения пре переключении силовых ключей является использование графиков перемещения рабочей точки транзистора [1], которые показывают область безопасной работы (ОБР), и реальные значения тока и напряжения в конкретный момент времени.

Основным отличием резонансных преобразователей от преобразователей с жестким переключением силовых ключей является применение в силовом каскаде индуктивных и емкостных элементов, которые, образуя резонансный контур с собственной частотой, более высокой, чем частота коммутации, создают квазигармоническую форму тока, в которой всегда существуют моменты нулевого значения тока и напряжения [1, 2].

Цель исследований – анализ величины среднего значения тока транзисторов и инверсных диодов, входящих в состав силового каскада преобразователя, при различных режимах работы.

Для снижения динамических потерь и защиты силовых ключей используются специальные цепи, содержащие в себе реактивные элементы, которые корректируют форму траектории перемещения рабочей точки с целью недопущения ее выхода за пределы ОБР [3]. Однако, учитывая особенности работы резонансных преобразователей, необходимо выяснить, насколько оправдано применение цепей коррекции траектории перемещения рабочей точки транзистора для повышения эффективности преобразования.

Математическое описание анализируемых процессов. Типовое исполнение силового каскада резонансного преобразователя электрической энергии изображено на рис. 1.

При рассмотрении модели зададимся следующими упрощениями:

- силовые ключи, инверсные диоды и трансформатор – идеальные,

– емкость конденсатора C_0 бесконечно большая, это обеспечивает постоянство напряжения на нагрузке R_0 .



Рис. 1.

Возможны два режима работы преобразователя: режим разрывных токов, при котором частота коммутации транзисторов меньше половины частоты собственной резонансной частоты *LC*-цепи, либо режим неразрывных токов, при котором частота коммутации транзисторов больше, или равна половине собственной резонансной частоты *LC* – цепи [4]. Формы резонансного

тока показаны на рис. 2: в режиме разрывных токов – рис. 2,а, и непрерывных токов – рис. 2,б.



Для режима разрывных токов время, в течение которого транзисторы находятся в открытом состоянии, равно времени, в течение которого диоды находятся в открытом состоянии. Для режима неразрывных токов – эти величины разные, однако, их сумма равна:

$$\tau_{VT} + \tau_{VD} = \pi \frac{f_R}{f_S} \,. \tag{1}$$

Среднее значение тока, протекающего через транзистор равно:

$$I_{VTav} = I_{VTm} \frac{1 - \cos(\tau_{VT})}{2\pi} \frac{f_S}{f_R},$$
(2)

где I_{VTm} – амплитудное значение тока, $I_{\rm com}$ – величина коммутируемого тока.

Среднее значение тока, протекающего через инверсный диод:

$$I_{VDav} = I_{VDm} \frac{1 - \cos(\tau_{VD})}{2\pi} \frac{f_S}{f_R},$$
(3)

где I_{VDm} – амплитудное значение тока.

Импульсное напряжение на резонансном конденсаторе:

$$V_{Cm} = \frac{I_{VTav} + I_{VDav}}{2f_S \cdot C_R}.$$
(4)

Напряжение на конденсаторе в моменты коммутации транзисторов равно:

$$V_{Ccom} = V_{Cm} - \frac{I_{VDav}}{f_S \cdot C_R} = \frac{I_{VTav} - I_{VDav}}{2f_S \cdot C_R}.$$
 (5)

Энергия, накопленная в резонансном конденсаторе за время нахождения транзисторов в открытом состоянии, равна:

$$\Delta A_C = \frac{C_R}{2} \left(V_{Cm}^2 - V_{Ccom}^2 \right). \tag{6}$$

либо, заменяя и группируя слагаемые из формул 4-5:

$$\Delta A_C = \frac{I_{VTav} \cdot I_{VDav}}{2f_S^2 \cdot C_R} \,. \tag{7}$$

Эквивалентные схемы транзистора для интервала времени, в течение которого он открыт, и диода, в течение которого он открыт, изображены соответственно на рис. 3,а,б. Обозначения на схемах: V_{in} – входное напряжение, g – максимальный коэффициент заполнения импульса, V_0 ' – выходное напряжение, обратнопропорциональное коэффициенту трансформации.



Рис. 3.

Данные эквивалентные схемы состоят из элементов резонансного контура, но не содержат сопротивлений, поэтому резонансные кривые могут быть представлены в виде гармонических колебаний с частотой, которая определяется только постоянной времени $L_R C_R$.

На основе данных эквивалентных схем с учетом энергии, накапливаемой также и в резонансном дросселе, можно записать комбинацию двух выражений для определения ΔA_C :

$$\Delta A_C = \left(gV_{in} + V_0'\right) \frac{I_{VDav}}{f_S} + \Delta A_L \,. \tag{8}$$

$$\Delta A_C = \left(gV_{in} - V_0'\right) \frac{I_{VTav}}{f_S} + \Delta A_L , \qquad (9)$$

где ΔA_L – энергия, накопленная в дросселе.

В свою очередь, ΔA_L может быть определена через коммутируемый ток:

$$\Delta A_L = \frac{L_R I_{\rm com}^2}{2},\tag{10}$$

следовательно, подставив данное равенство в (2) и (3), получим:

$$\Delta A_L = \frac{I_{\rm com}^2}{8\pi^2 \cdot f_R^2 \cdot C_R} = \frac{I_{VTav} \cdot I_{VDav}}{2f_R^2 \cdot C_R} N , \qquad (11)$$

где

$$N = \frac{1}{\operatorname{tg}\left(\frac{\tau_{VT}}{2}\right) \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\tau_{VD}}{2}\right)}.$$
 (12)

Подставляя полученные выражения в (8) и (9), имеем:

$$\Delta A_C = \left(gV_{in} + V_0'\right) \frac{I_{VDav}}{f_S} + \frac{I_{VTav} \cdot I_{VDav}}{2f_R^2 \cdot C_R} N, \qquad (13)$$

$$\Delta A_C = \left(gV_{in} - V_0'\right)\frac{I_{VDav}}{f_S} + \frac{I_{VTav} \cdot I_{VDav}}{2f_R^2 \cdot C_R}N .$$
(14)

Заменяя в данных выражениях левую часть на (7), получим:

$$I_{VTav} = 2f_S \cdot C_R \frac{gV_{in} - V'}{1 - N},\tag{15}$$

$$I_{VDav} = 2f_{S} \cdot C_{R} \frac{gV_{in} + V'}{1 - N}.$$
 (16)

Среднее значение потребляемого тока равно:

$$I_{inav} = 2g \big(I_{VTav} - I_{VDav} \big). \tag{17}$$

Подставим в данную формулу значения из (15) и (16):

$$I_{inav} = 2f_s C_R \frac{4gV_0'}{1-N} \,. \tag{18}$$

Нормированные значения токов, протекающих через транзисторы и через диоды:

$$I_{VTav}^{*} = \frac{g \cdot I_{VTav}}{I_{inav}} = \frac{1}{4} \left(\frac{g \cdot V_{in}}{V'_{0}} + 1 \right), \tag{19}$$

$$I_{VDav}^{*} = \frac{g \cdot I_{VDav}}{I_{inav}} = \frac{1}{4} \left(\frac{g \cdot V_{in}}{V_{0}'} - 1 \right).$$
(20)

Нормированные амплитудные значения токов, протекающих через транзисторы и через диоды:

$$I_{VTm}^* = \frac{g \cdot I_{VTm}}{I_{in\,av}} = \left(\frac{g \cdot V_{in}}{V_0'} + 1\right) \cdot \frac{\pi}{2(1 - \cos\tau_{VT})} \cdot \frac{f_R}{f_S},\tag{21}$$

$$I_{VDm}^* = \frac{g \cdot I_{VDm}}{I_{in\,av}} = \left(\frac{g \cdot V_{in}}{V_0'} - 1\right) \cdot \frac{\pi}{2(1 - \cos\tau_{VD})} \cdot \frac{f_R}{f_S}.$$
 (22)

Нормированное значение коммутируемого тока равно:

$$I_{\rm com}^* = \frac{gI_{\rm com}}{I_{in\,av}} = \frac{\pi}{2} \frac{f_R}{f_S} \left(\frac{gV_{in}}{V'_0} + 1 \right) \frac{\cos(\tau_{VT}/2)}{\sin(\tau_{VT}/2)}.$$
 (23)

Выходной ток равен:

$$I'_{0} = n \cdot I_{0} = 2(I_{VTav} - I_{VDav}),$$
(24)

либо, используя (15) и (16):

$$I_0' = \frac{\omega_S \cdot C_R}{\pi} \cdot \frac{4g \cdot V_{in}}{1 - N}, \qquad (25)$$

Подставляя в данное выражение (15) и (16), получим:

$$V_0' = I_0' \cdot R_0', (26)$$

$$R_0' = \frac{R_0}{n^2} \,. \tag{27}$$

Тогда коэффициент передачи резонансного контура равен:

$$\frac{V'_{0}}{gV_{in}} = \frac{\frac{4}{\pi} \cdot \omega_{S} C_{R} R'_{0}}{1 - N} = \frac{\frac{4}{\pi} \cdot \frac{f_{S}}{f_{R}} \cdot \frac{R'_{0}}{Z_{R}}}{1 - N},$$
(28)

$$Z_R = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \,. \tag{29}$$

На основании условия, что транзисторы и инверсные диоды идеальные, следует:

$$V_{in} \cdot I_{in\,a\nu} = V_0' \cdot I_0'. \tag{30}$$

Подставив в данную формулу значения из (17) и (24), получим:

$$\frac{V'_{0}}{gV_{in}} = \frac{I_{VTav} - I_{VDav}}{I_{VTav} + I_{VDav}}.$$
(31)

Таким образом, на основании равенств (1)-(3) при данном отношении могут быть определены исходные значения времен τ_{VT} и τ_{VD} , собственной частоты резонансного контура и частоты коммутации силовых ключей, а также отношение входного напряжения к напряжению первичной обмотки трансформатора в режиме неразрывных токов:

$$\frac{V_0'}{gV_{in}} = \frac{\sin\left(\tau_{VT} - \frac{\pi}{2} \cdot \frac{f_R}{f_S}\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{f_R}{f_S}\right)} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{f_R}{f_S} - \tau_{VD}\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{f_R}{f_S}\right)}.$$
(32)

На рис. 4,а,б приведены зависимости длительности импульсов проводимости транзистора и инверсного диода от коэффициента передачи резонансного контура, а на рис. 4,в – зависимость длительности импульсов проводимости транзистора от величины отношения собственной резонансной частоты контура к частоте коммутации транзисторов.



б Рис. 4.

в

а

Источниками потерь в резонансных преобразователях являются:

потери на индуктивных элементах (резонансном дросселе и трансформаторе);

 потери на транзисторах вследствие конечности сопротивления канала;

 потери на диодах вследствие падения напряжения на p-nпереходе;

- динамические потери на транзисторах;

- динамические потери на диодах.

Величины потерь проводимости на диодах и транзисторах пропорциональны коммутируемому току (среднему значению тока), и имеют отличия для режима разрывных и неразрывных токов. Значения потерь можно определить на основе (21) и (22):

$$I_{RRMS}^{*} = \frac{g \cdot I_{rrms}}{I_{inav}} = \frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{f_R}{f_S}} \left(1 + \left(\frac{g \cdot V_{in}}{V_0'}\right)^2 \right);$$
(33)

$$I_{RRMS}^{*} = \frac{g \cdot I_{rrms}}{I_{in\,av}} = \frac{\pi}{2(1 - \cos\tau_{VT})} \left(1 + \frac{g \cdot V_{in}}{V_{0}'}\right) \sqrt{\frac{f_{R}}{2f_{S}}H} , \qquad (34)$$

где дополнительный коэффициент Н:

$$H = \frac{1}{\pi} \left(\tau_{VT} - \frac{\sin(2\tau_{VT})}{2} + \left(\frac{\sin\tau_{VT}}{\sin\tau_{VD}}\right)^2 \times \left(\tau_{VT} - \frac{\sin(2\tau_{VD})}{2}\right) \right). \quad (35)$$

Таким образом, на основании ранее полученных выражений, а также характера графических зависимостей, изображенных на рис. 4,а,б, можно воспроизвести кривые зависимости среднеквадратичного значения тока в зависимости от коэффициента передачи резонансного контура, при различных значениях отношения собственной частоты резонансного контура к частоте коммутации транзисторов (рис. 5,а). Эти кривые явно указывают на значительный рост потерь проводимости при росте среднеквадратичного значения тока, которые более характерны для режима неразрывных токов.

Полученные выше зависимости (19) и (20) доказывают, что среднее значение тока, протекающего через транзисторы, а также среднее значение тока, протекающего через инверсные диоды – являются величинами, зависимыми только от коэффициента передачи резонансно-

го контура, и независимыми от частоты коммутации транзисторов (рис. 5.б).



Уравнения (19) и (20) показывают, что среднеквадратичное значение тока, и, как следствие – потери в индуктивных элементах (резонансном дросселе и трансформаторе), а также потери на полупроводниковых элементах (транзисторах и инверсных диодах) нелинейно зависят от коэффициента передачи $\frac{V'_0}{gV_{in}}$. Величина коммутируемого

тока $I_{\rm com}$ также имеет нелинейную зависимость от коэффициента передачи резонансного контура (рис. 5,в).

Эффективность применения снабберов тока

Одним из наиболее распространенным способов снижения динамических потерь в силовых ключах является применение снабберов [5]. Одновременно с этим дополнительно применяются и демпфирующие цепи, снижающие скорость нарастания тока $\frac{di}{dt}$ в моменты вклю-

чения транзисторов. В зависимости от расположения в схеме снабберного дросселя, скорость нарастания импульса тока равна:

$$\frac{di_{VT}}{dt} = -\frac{di_{VD}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_S}$$
(для схем на рис. 6.а,б), (36)

$$\frac{di_{VT}}{dt} = -\frac{di_{VD}}{dt} = \frac{V_{in}}{2L_S}$$
(для схемы на рис. 6.в). (37)

Данные выражения справедливы с учетом допущения, что время переключения транзисторов бесконечно мало по сравнению с периодом колебаний резонансного контура. При этом следует дополнительно отметить, что введение в схему снаббера, содержащего в себе дополнительную индуктивность, приводит к незначительному увеличению максимального напряжения на транзисторе, которое, впрочем, не выходит за границы ОБР.



Результаты теоретического анализа были проверены на модели резонансного преобразователя, выполненного по двухтактной полумостовой схеме (рис. 7). Преобразователь был протестирован на двух частотах: 65 кГц и 100 кГц. Для 65 кГц: $L_R = 5.3$ мкГн, $C_R = 282$ нФ. Для 100 кГц: $L_R = 2.3$ мкГн, $C_R = 282$ нФ. Параметры схемы: входное напряжение 150 В, выходное напряжение 10 В, выходной ток 100 А, частота коммутации 65 кГц.

Экспериментальные результаты подтверждают предположение, что потери проводимости на транзисторах и диодах не зависят от частоты. Полученные формы токов и напряжений приведены на рис. 8: до применения снабберных цепей – рис. 8,а, после их применения – на рис. 8,б.



Рис. 8.

Эффективность преобразователя составила 93,8 %. Эффективность применения снабберов составила 1,8 %.



Рис. 7.

Выводы.

В результате анализа установлено, что потери в резонансных преобразователях в режиме непрерывных токов значительно превышают потери в режиме разрывных токов за счет большей величины потерь на индуктивных элементах (резонансном дросселе и трансформаторе). Как следствие, по причине этого резонансные преобразователи в ряде случаев могут оказаться достаточно неэффективными из-за резкого увеличения среднеквадратичного значения коммутируемого тока.

Полученные графические зависимости позволяют с высокой степенью точности оценить величину среднеквадратичного тока и среднее значение коммутируемого тока, что может оказать дополнительную помощь в оценке потерь при разработке схемы конкретного преобразователя.

Результат моделирования показал, что применения снабберов позволил повысить эффективность преобразователя лишь на 1,8%, что значительно меньше реального минимума для преобразователей с жестким переключением силовых ключей. Таким образом, мнение об эффективности применения снабберов является неоднозначным. Данный результат может считаться положительным лишь для преобразователей большой мощности, например, для сварочных инверторов.

Список литературы: 1. Сбродов А. Выбор силовых транзисторов для преобразователей напряжения с резонансным контуром // Силовая электроника. – 2002. – №6. – С. 1-3. 2. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Покровский М.В. Особенности энергообмена в последовательно-резонансных преобразователях // Техническая электродинамика. – 1999. – №6. – С. 36-41. 3. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Издательский дом "Додэка-XXI", 2005. – 384 с. 4. Bildgen M. Resonant converter topologies. Application note. STMicroelectronics. 1999. – 6 р. 5. Zhang, Sobhani, Chokhawala. Snubber considerations for IGBT applications. International Rectifier. Designer's manual, IGBT-3, TPAP-5, 1995. – P. E135-E144. 6. Cathell F. Increasing low power converter efficiency with resonant snubbers. AN03. ONSemiconductor. – 2004. – 4 p.

Поступила в редколлегию 15.10.2009

УДК621.316.923

В.И. ФОМИН, канд. техн. наук, доцент, НТУ "ХПИ", Харьков Э.А. ГЕЛЯРОВСКИЙ, студент, НТУ "ХПИ", Харьков

ВЛИЯНИЕ МАТЕРИАЛА ПЛАВКОГО ЭЛЕМЕНТА НА ЗАЩИТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ПЛАВКИХ ПРЕДОХРАНИТЕЛЕЙ

У статті приведені характеристики матеріалів, з яких вироблено плавкі елементи, та їх вплив на захисні характеристики швидкодіючих плавких запобіжників.

В статье приведены характеристики материалов, из которых изготовляются плавкие элементы, и их влияние на защитные характеристики быстродействующих плавких предохранителей.

Введение. В настоящее время для изготовления плавких элементов быстродействующих предохранителей применяется, в основном, серебро. В связи с дефицитом серебра и его высокой стоимостью работы по его замене проводятся последние десятилетия во многих странах и по различным направлениям, однако, радикальное решение пока не найдено. Ни одно из известных направлений не привело к полному исключению серебра из конструкции плавкого элемента при сохранении требуемых характеристик предохранителей.

Цель работы – исследование физических свойства близких к серебру алюминия и меди как возможных заменителей материала плавких элементов быстродействующих предохранителей.

Характеристики серебра. Серебро имеет высокую и стабильную электрическую проводимость. Серебряные плавкие элементы хорошо работают в непрерывном, при циклических нагрузках и перегрузках, на воздухе и в песчаном наполнителе. После окончаний этих воздействий электрическое сопротивление серебряного плавкого элемента возвращается к исходному значению. Плавкие элементы из серебра имеют максимальный по сравнению со всеми другими использующимися материалами срок службы. Серебро обладает физическими свойствами, положительно влияющими на защитные характеристики предохранителей, – низкие значения удельной теплоемкости, удельной теплоты плавления и испарения, высокий потенциал ионизации.

Слабая химическая активность серебра характеризуется малой

энергией образования его соединений с кислородом, серой, углеродом, равной 31 кДж/моль. При воздействии высоких температур серебро может окисляться, но окислы серебра неустойчивы, и при температуре выше 180°С они восстанавливаются до чистого серебра [1].

Серебро обладает хорошими технологическими свойствами: легко поддается точной штамповке, сварке и пайке, не требует при этом предварительной обработки.

Характеристики меди. Наиболее близким к серебру физическими свойствами обладает медь, и благодаря этому она широко используется в производстве плавких предохранителей общепромышленного использования. Медь считают одним из самых перспективных материалов для замены серебра в плавких элементах быстродействующих предохранителей. В настоящее время ежегодная мировая добыча меди превышает 10 млн. т, т.е. на три порядка выше добычи серебра. Медь дешевле серебра, по меньшей мере, в 300 раз и близка к нему по своим электрофизическим свойствам. Удельное электрическое сопротивление меди всего лишь на 5 – 6 % выше, чем у серебра, температурные коэффициенты меди и серебра довольно близки. Теплопроводность меди примерно на 6 % меньше, чем у серебра, а температура плавления более чем на 120°C выше.

Однако медь интенсивно окисляется, а ее окись стабильна вплоть до температуры плавления меди. Благодаря своей стабильности пленка могла бы быть защитной, если бы не механические напряжения, возникающие при изменении температуры и препятствующие адгезии пленки к чистому металлу. Вследствие воздействия этих сил окисная пленка меди растрескивается и отслаивается, облегчая тем самым дальнейшее развитие коррозионных процессов. Как показано в [1], срок службы плавких элементов из меди намного короче срока службы плавких элементов из серебра. Особенно чувствительны плавкие элементы из меди к циклическим нагрузкам. Суммарная длительность протекания тока до расплавления плавкого элемента из меди при циклической нагрузке намного меньше длительности протекания тока через тот же плавкий элемент в непрерывном режиме. Размещение плавкого элемента из меди в кварцевом песке несколько изменяет картину его поведения. Хотя при нагрузке срок службы плавкого элемента из меди в песчаном наполнителе почти такой же, как и его срок службы на воздухе, но вследствие более равномерного распределения температуры вдоль плавкого элемента циклические перегрузки оказывают не столь разрушительное действие, как на воздухе. К сожалению, гальваническое серебрение не позволяет надежно защитить медный плавкий элемент от окисления.

Использование медных плавких элементов возможно при условии обеспечения надежной защиты их поверхности от воздействия окружающей среды, сохранения целостности оксидной пленки и оптимального выбора номинального режима предохранителя. Надежная защита поверхности медного плавкого элемента от воздействий среды, в частности от окисления, может быть достигнута путем нанесения покрытия, например, из никеля или металла, имеющего прочную оксидную пленку, например, алюминия. Эффективно использования так называемого твердого наполнителя, сформированного посредством пропитки кварцевого песка жидким связывающим веществом с последующим прокаливанием. Образовавшаяся при этом твердая структура обеспечивает надежную защиту поверхности элемента. Для сохранения целостности оксидной пленки медного элемента эффективно использование изогнутых плавких элементов.

Характеристики алюминия. В связи с тем, что во всем мире запасы меди и серебра быстро истощаются, и уже в настоящее время ощущается недостаток этих материалов, в ближайшем, вероятно, в качестве материала плавких элементов получит большое распространение третий высокопроводящий материал – алюминий. Самыми главными его достоинствами являются низкая стоимость и большие запасы в земной коре. Удельное электрическое сопротивление алюминия на 70% выше, чем у серебра. Электрическое сопротивление алюминиевых плавких элементов стабильно при длительном протекании номинального тока, что обусловлен наличием тонкой окисной пленки, защищающей металл от дальнейшего окисления. Окисная пленка имеет хорошую адгезию с алюминием и не разрушается при нагреве вплоть до температуры плавления. Но именно наличие окисной пленки затрудняет процессы пайки и сварки алюминиевых плавких элементов. Значительные успехи, достигнутые в последнее время в этой области, безусловно, будут способствовать быстрому внедрению алюминия в производство плавких предохранителей

Распространенное некоторое время тому назад мнение о том, что из-за окисной пленки ток короткого замыкания плавким элементом из алюминия не прерывается, и при достижении температуры кипения алюминия не подтвердилось. Исследования показали, что при отключении токов короткого замыкания влияние окисной пленки несущественно. И только при токах перегрузки, близких к пограничному, наблюдается длительное протекание тока по жидкому алюминию.

Экзотермическая реакция, развивающаяся в предохранителе при его срабатывании, может привести к выделению дополнительной энергии. Алюминий отличается исключительно высокими значениями энергии образования соединений с кислородом, серой и углеродом, равным 1673 кДж/моль. Аналогичные значения для серебра и меди равны соответственно 31 и 168 кДж/моль.

Обзор литературы по данному вопросу показал, что имеется мало данных по влиянию материала плавкого элемента на защитные характеристики быст-

родействующих плавких предохранителей. В [2] указано, что ввиду образовавшегося в столбе дуги весьма высокого давления основная часть расплавившегося металла широкой части плавкого элемента разбрызгивается в окружающий наполнитель, а меньшая часть его (не более 10 %) испаряется. Поэтому отношение паров металла плавкого элемента к кремнию составляет 1:80 в кварцевом песке. Таким образом, дуга горит практически в парах наполнителя и, значит, независимо от материала плавкого элемента. Расчетное значение давления дуги находилось в пределах 6-10 Па и определялось, в основном, парами наполнителя.

Всследования плавких элементиов из различных материалов. Исследовались быстродействующие плавкие предохранители на номинальный ток 630А, номинальное напряжение 660 В.

Плавкий элемент имеет следующие параметры:

материал плавкого элемента – серебро, медь, алюминий; b – толщина плавкого элемента, 0,01 см; b_0 – ширина перешейка, 0,015 см; D – диаметр отверстия, которыми образуются параллельные перешейки, 0,15 см; n – число последовательных перешейков, n = 4; l – расстояние между соседними последовательными перешейками, 1,0 см; ширина ветви Bопределялась из соотношения $B = B + b_0$.

По методике, представленной в [3] были проведены расчеты числа параллельных ветвей (сечение плавкого элемента), исходя из заданного превышения температуры 90°С на выводах предохранителя. Для расчета сечения плавкого элемента необходимо знать сопротивление модуля плавкого элемента с учетом неравномерного распределения плотности тока по его сечению. Это связано с тем, что плавкий элемент имеет узкие перешейки и широкие части, которые значительно отличаются размерами. Кроме того, современные быстродействующие предохранители имеют близко расположенные последовательные перешейки, вследствие чего области стягивания их перекрывают друг друга, и участки с параллельным расположением трубок тока практически отсутствуют.

Результаты расчета основных параметров плавких элементов (ПЭ) приведены в табл. 1. Так как материал плавкого элемента был различным, то плавкий элемент на номинальный ток 630 А имел различное число параллельных ветвей *m*. Остальные обозначения: Ψ – начальная фаза включения, рад.; $I_{к.3}$. – эффективное значение тока короткого замыкания, кА; $t_{пл}$ – время до образования электрической дуги, мс; $\int_{пл}$ – преддуговой интеграл, A^2 с; $t_{откл}$ – полное время отключения цепи, мс; $\int_{откл.}$ – интеграл отключения, A^2 с; $I_{отр}$ – максимальный пропускаемый ток (ток ограничения), кА; $U_{макс}$ – максимальное напря-

Материал ПЭ	т	ψ	I _{к.3} .	t _{пл}	$\int_{\Pi\Pi} \cdot 10^3$	$I_{\text{откл}}$	$\int_{otkj.} \cdot 10^5$	Iorp.	$U_{\text{макс}}.$	$L_{\rm bmf}$.
	73	0	10	4,25	95,4	8,71	4,66	11,69	1888	0,62
			100	1,60	98,7	4,08	5,12	17,71	1232	0,35
		0,3	10	3,46	95,9	7,86	4,67	11,77	1869	0,61
			100	0,98	100,2	3,17	5,90	19,51	1365	0,38
		0,6	10	2,95	95,5	7,19	4,57	11,81	1818	0,58
۸a			100	0,73	102,1	2,63	7,26	24,10	1617	0,42
Ag		0,9	10	2,67	96,1	6,68	4,36	11,62	1660	0,52
			100	0,61	101,4	2,35	8,35	27,44	1829	0,46
		1,2	10	2,55	95,6	6,38	3,85	10,96	1370	0,42
			100	0,55	99,1	2,20	8,78	29,01	1908	0,47
		1,5	10	2,60	95,4	6,18	3,05	9,98	972	0,30
			100	0,54	103,1	2,13	8,72	29,06	1844	5,45
	80	0	10	4,73	150,6	8,65	5,15	12,54	2006	0,62
		0	100	1,75	152,9	3,73	5,45	20,76	1268	0,34
		0,3	10	3,92	149,7	7,80	5,12	12,58	1996	0,61
			100	1,11	155,2	2,92	6,16	22,45	1413	0,37
		0,6	10	3,40	150,0	7,15	5,05	12,60	1942	0,58
Cu			100	0,84	159,9	2,47	7,42	25,21	1680	0,41
Cu		0,9	10	3,11	150,4	6,66	4,79	12,38	1780	0,52
			100	0,71	161,9	2,22	8,42	28,56	1899	0,45
		1,2	10	3,01	150,4	6,38	4,28	11,79	1477	0,43
			100	0,64	156,7	2,09	8,81	30,02	1990	0,46
		1,5	10	3,11	149,5	6,25	3,45	10,85	1047	0,30
			100	0,63	163,2	2,02	8,76	30,14	1932	0,44
	122	0	10	4,75	153,2	8,92	5,48	12,74	1837	0,62
		0,3	100	1,76	157,3	3,75	6.08	21,10	1285	0,37
			10	3,94	152,4	8,06	5,45	12,78	1828	0,61
			100	1,12	160,2	2,97	6,92	22,84	1424	0,40
			10	3,42	152,8	7,38	5,34	12,80	1784	0,58
A1		0,0	100	0,84	159,9	2,54	8,25	27,06	1662	0,45
Ai		0,9	10	3,13	153,2	6,85	5,03	12,58	1646	0,52
			100	0,71	161,9	2,30	9,50	30,35	1872	0,49
		1,2	10	3,03	153,1	6,52	4,44	11,92	1380	0,43
			100	0,65	164,2	2,16	10,07	32,06	1958	0,50
		1,5	10	3,14	153,1	6,32	3,55	10,91	1006	0,31
			100	0,63	163,2	2,09	9,84	31,93	1894	0,48

Таблица 1 – Расчетные значения основных параметров плавких элементов.

жение на предохранителе, В; $l_{выг}$ – длина выгорания модуля плавкого элемента, см.

Для определения сопротивления модуля плавкого элемента, имеющего произвольную (известную) форму перехода от перешейка к широкой части, использовались результаты исследований, приведенные в работе [3].

Далее по методике, изложенной в [3], были проведены расчеты защитных характеристик быстродействующих плавких предохранителей с плавкими элементами из различных материалов при следующих параметрах контура короткого замыкания переменного тока частотой 50 Гц.

 $I_{\kappa,3} = 10 \text{ kA}, U_c = 730 \text{ B}; \cos \alpha = 0,3; \psi = 0; 0,3; 0,6; 0,9; 1,2; 1,5.$

 $I_{\kappa,3} = 100 \text{ kA}; U_c = 730 \text{ B}; \cos \alpha = 0,1; \psi = 0; 0,3; 0,6; 0,9; 1,2; 1,5.$

Выводы. Как видно из результатов проведенных исследований, в режиме отключения токов КЗ защитные характеристики предохранителей с плавкими элементами из серебра, меди и алюминия практически одинаковые.

Список литературы: 1. Намитоков К.К., Хмельницкий Р.С., Аникеев К.Н. Плавкие предохранители. – М.: Энергия, 1979. – 176 с. 2. Намитоков К.К., Ильина Н.А., Шкловский И.Г. Аппараты для защиты полупроводниковых устройств. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 280 с. 3. Фомин В.И. Определение тепловых и коммутационных характеристик быстродействующих предохранителей на стадии проектирования: Дис. ... канд. техн. наук. – Харьков, 1983. – 204 с.

Поступила в редколлегию 16.11.2009

УДК 621.341.572

Н.Н. ЧЕРНЫШОВ, канд. техн. наук, доц., ХНУ им. В.Н. Каразина, Харьков *Е.Л. ЩЕРБАК*, магистр, ХНУ им. В.Н. Каразина, Харьков

ПОВЫШЕНИЕ СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ ПО КАБЕЛЮ

У статті розглядаються фільтри відновлення форми сигналів, загальна методика синтезу фільтрів, точність відтворення форми імпульсів, посилення шумів. Також було порушено питання фільтр відновлення кодових сигналів оператор фільтра, гранична частота передачі даних, кодові сигнали і принципи реалізації фільтрів часткової деконволюції.

В статье рассматриваются фильтры восстановления формы сигналов, общая методика синтеза фильтров, точность воспроизводства формы импульсов, усиление шумов. Также было затронуто фильтры восстановления кодовых сигналов оператор фильтра, предельная частота передачи данных, кодовые сигналы и принципы реализации фильтров частичной деконволюции.

Введение. Принципы частотной коррекции сигналов при их искажениях в линиях связи известны [1]. Отметим сразу, что говорить о метрологически точном восстановлении сигналов с определенной погрешностью, задаваемой метрикой выходного и входного сигналов, имеет смысл только в том случае, если эффективная ширина спектра сигналов много меньше эффективной ширины спектра импульсного отклика кабеля и затухает достаточно быстро. Если эти условия выполняются, то полная частотная коррекция передачи сигналов может быть выполнена инверсией импульсного отклика кабеля (без учета временной задержки сигналов). Такая инверсия, в принципе, возможна, но практического интереса не представляет. Это определяется тем, что спектральная плотность импульсного отклика жил кабелей меньше 1 по всему частотному диапазону с затуханием, близким к монотонному, также по всему частотному диапазону, начиная с частот 1-10 кГц. Фильтры деконволюции таких импульсных откликов имеют значительные (до нескольких тысяч) коэффициенты усиления дисперсии шумов, а потому рассматривать этот вариант не имеет смысла. Соответственно, для широко-полосных сигналов, передаваемых по кабелю, возможна только частичная деконволюция импульсного отклика жил,

т.е. применение фильтров сжатия импульсных откликов жил до определенной формы. Оптимальной с позиции значения коэффициента усиления дисперсии шумов в этом случае считается симметричная гауссовская форма выходных импульсов фильтров частичной деконволюции (ЧД) импульсных откликов.

Методику расчета фильтров ЧД будем рассматривать в общей форме, возможности технической реализации в реальном масштабе времени в аналоговой форме (трансверсальные фильтры на линиях задержки) и в чисто цифровой форме с использованием амплитудноцифровых преобразователей (АЦП) при дискретизации сигналов на выходе кабеля и микропроцессоров обработки цифровых данных в реальном масштабе времени.

Фильтр восстановления формы сигналов. Коррекция формы выход-ных сигналов обычно применяется только для кабелей небольшой длины при прямой передаче сигналов геофизических детекторов на измерительные приборы. С учетом этого, все нижеследующие расчеты выполняются в качестве примера для кабеля КГ 1х0,75-55-150 длиной 2 км.

Общая методика синтеза фильтров ЧД включает следующие операции:

1. Задание длины кабеля, определение его импульсного отклика и сдвиг отклика (по началу значимых значений фронта) в начало координат. Сдвинутую функцию будем считать амплитудным откликом h(t) кабеля (без учета задержки сигнала) и выполняем преобразование Фурье $h(t) \not P H(\omega)$.

2. Задание формы выходного импульса z(t) фильтра ЧД в виде гауссовской функции (или любой другой с ограниченным и быстро затухающим спектром) и определение его спектра $z(t) \Rightarrow Z(\omega)$. Временное расположение импульса z(t) должно быть таким, чтобы площадь импульса практически полностью располагалась за пределами фронта импульсного отклика кабеля h(t). Максимум z(t) должен располагаться за максимумом отклика кабеля. В принципе, он может задаваться на максимуме и до максимума импульсного отклика, но это ухудшает параметры оператора ЧД. Площадь z(t) при метрологической коррекции сигналов должна быть равна площади импульсного отклика. При восстановлении кодовых сигналов этот параметр не нормируется.

На рис. 1 приведены примеры формы сигналов, нормированные по амплитуде к 1 для наглядности сравнения. Ширина гауссовского импульса (значение стандарта – среднеквадратического отклонения от





центра импульса) подбирается по допустимому коэффициенту усиления дисперсии шумов (после расчета оператора ЧД). Для приведенных далее расчетов площади импульсов установлены равными, ширина импульса *z*(*t*) установлена такой, чтобы коэффициент усиления дисперсии шумов был не более 4 (ампли-

тудное усиление шумов не более 2), при этом амплитудное усиление сигналов достигает величины 4.7, что позволяет повысить отношение сигнал/шум не менее чем в 2 раза.

3. Вычисление спектральной плотности передаточной функции фильтра ЧД, которое выполняется по формуле

$$Hd(\omega) = Z(\omega)/H(\omega). \tag{1}$$

При равных площадях импульсного отклика кабеля [2] и функции z(t) значения спектров $Z(\omega)$ и $H(\omega)$ при $\omega = 0$ равны и, соответственно, их отношение равно 1, т.е. коэффициент усиления фильтром ЧД постоянной составляющей равен 1. Для фильтров ЧД кодовых импульсов этот параметр не регламентируется. Более того, при коэффициенте усиления постоянной составляющей менее 1 фильтр ЧД в определенной мере стабилизирует нулевую линию сигналов. Функция $Hd(\omega)$ имеет смысл в области значимых значений $H(\omega)$ и за пределами этой области обнуляется, что исключит усиление высокочастотных шумов кабеля. Усечение, начиная с определенной частоты ω_c , целесообразно выполнять весовой гауссовской функцией

$$Hd(\omega) = Hd(\omega) \cdot \exp(-a(\omega_c + \omega)^2), \ \omega \ge \omega_c.$$
(2)



Пример формы спектральной плотности фильтра ЧД приведен на рис. 2 в сопоставлении со спектрами исходных импульсов (масштаб спектров импульсов для наглядности увеличен). Пунктиром на рисунке показана усеченная часть функции *Hd*(ω).

Коэффициент усиления фильтром дисперсии входных статистических шумов при равномерном распределении шумов в диапазоне от 0 до Ω:

$$K_{\xi} = (1/\omega) \int_{-\Omega}^{\Omega} |Hd(\omega)|^2 \cdot d\omega .$$
(3)

На рис. 2 видно, что коэффициент усиления фильтром ЧД дисперсии статистических шумов больше 1 и существенно зависит от эффективной ширины спектра импульса z(t). Чем меньше значение Ω импульса z(t) (больше эффективная ширина ΔT импульса), тем меньше коэффициент усиления дисперсии шумов.

4. Обратным преобразованием Фурье функции *Hd*(ω) вычисляется оператор фильтра ЧД: $Hd(\omega) \Rightarrow hd(t)$. Пример оператора, нормированного на интервал дискретизации данных $\Delta t = 0.1$ мкс для цифровой обработки сигналов, приведен на рис. 3 и получен по исходной функции $Hd(\omega)$ рис. 2. Коэффициент усиления дисперсии шумов данного





оператора равен 3,4. При заданном на рис. 1 коэффициенте усиления амплитуды импульса z(t) порядка 4,7 это дает улучшение отношения сигнал/шум в 4,7/ $\sqrt{3,4}$ ≈ 2,5 раза при равномерном распределении шумов в интервале от 0 до $\Omega = 1/(2\Delta t)$.

При подаче на вход кабеля импульса Кронекера δ₀ на выходе фильтра будем иметь

$$s(t) = \delta_{\alpha} \cdot h(t) \cdot hd(t) \Leftrightarrow 1 \cdot H(\omega) \cdot Hd(\omega) = Z(\omega) \cdot z(t), \qquad (4)$$

т.е. выходной единичный импульс вместо асимметричной формы импульсного отклика кабеля будет иметь симметричную форму гауссовского импульса. Аналогичным является и результат непосредственной свертки импульсного отклика с оператором фильтра ЧД, что может использоваться для контроля расчетов операторов фильтров ЧД.

Точность воспроизводства формы заданной функции выходного импульса определяется размером оператора ЧД, который имеет существенное значение при его технической реализации в виде трансверсальных фильтров на линиях задержки. Основная часть энергии оператора (более 99%) сосредоточена в пределах интервала, примерно равного двум-трем значениям фронта импульсного отклика, т.е. начальная часть импульсного отклика содержит практически всю информацию о форме сигналов на входе кабеля. Однако, вследствие достаточно длинного спада отклика с постепенным уменьшением скорости спада, ограничение размера оператора ЧД короткой значимой частью приводит к появлению на его выходе послеимпульсных "выбросов" с амплитудным значением до 2% от максимальной амплитуды выходного сигнала (чем меньше размер оператора ЧД, тем больше амплитуда выбросов) и с длительностью, равной соответствующей длительности значимой части импульсного отклика (с постепенным затуханием). Положение послеимпульсного "хвоста" (включая первый отрицательный выброс) относительно нулевой линии может смещаться изменением концевого значения оператора ЧД.

На рис. 4 приведены результаты свертки (кривая 2) импульсного отклика кабеля с оператором ЧД размером 4,2 мкс при временной длине значимой части импульсного отклика кабеля (более 0,01 максимального значения) порядка 70 мкс.



Рис. 4.

Кривая 1 – заданная функция z(t). Как видно на графике A, форма заданного импульса сжатия реализуется достаточно точно. Среднее квадратическое расхождение с заданной формой z(t) - 0,024, отрицательный выброс не более 2% от амплитуды при центрировании "хвоста" относительно нулевой линии (график В). На рис. 5 приведено сопоставление формы импульсов на входе кабеля, заданных на интервалах $2\Delta T_k$, на выходе кабеля (на входе фильтра ЧД) и на выходе фильтра ЧД. Кривые сигналов на входе представлены сплошными линиями, на выходе кабеля – штрих-пунктирными линиями и на выходе фильтра ЧД – пунктирными линиями. Для фильтрации использован оператор ЧД, приведенный на рис. 3, размером 4,2 мкс. Амплитудные значения сигналов на входе кабеля умножены на площадь импульсного отклика (учет безвозвратных электромагнитных потерь), и сдвинуты во времени для сопоставления формы к сигналам на выходе фильтра ЧД.



Рис. 5.

Как видно на графиках. форма сигналов со значением $\Delta\Omega_{k}$, соизмеримом и меньшим значения $\Delta\Omega_{k}$, восстанавливается достаточно хорошо (со среднеквадратической погрешностью в пределах сигнала не более 1% относительно амплитудного значения), но для однополярных сигналов значение накопленного послеимпульсного "хвоста" возрастает до 5% от амплитуды сигнала. Если "хвост" послеимпульса должен быть ограничен по амплитуде определенной величиной, то это выполняется увеличением размера оператора фильтра ЧД. При длине оператора, равной длине импульсного отклика кабеля, амплитуда послеимпульса уменьшается более чем на порядок. Для прямоугольных импульсов при $\Delta \Omega > \Delta \Omega_{\kappa}$ погрешность, естественно, возрастает за счет сглаживания фронтов, но остается в пределах не более (2-3)% по амплитудным значениям [4].

Усиление шумов. На рис. 6 приведены графики модельного статистического шума на входе (сплошная линия) и на выходе (пунктир) фильтра ЧД с параметрами, описанными выше. По результатам моделирования коэффициент усиления дисперсии шумов полностью соответствует расчетному значению (расчетное – 3,4, модельное на односекундном интервале – 3,38). Фильтр ЧД сглаживает шумы в соответствии со своей частотной характеристикой, и форма выходных шумов становится похожей на форму произвольных сигналов.



Рис. 6.

Усиление шумов может существенно усложнить метрологическое восстановление произвольных сигналов. На рис. 7 приведен пример фильтрации зашумленного сигнала при среднеквадратическом уровне шума порядка 10% от амплитудных значений входного сигнала. Заметим, что хотя частотный диапазон спектра статистических шумов на выходе кабеля значительно превышает частотный диапазон сигналов, любые линейные методы фильтрации сигналов (подавления шумов) в данном случае не имеют смысла. Оператор ЧД, как это следует из (2) и можно видеть на рис. 2, самостоятельно подавляет все высокочастотные шумы.



Рис. 7.

При использовании цифровых методов обработки данных плавная форма выходных информационных сигналов с априорно известными параметрами их динамики позволяет использовать до подачи сигналов на фильтр ЧД нелинейные методы фильтрации, и в частности – адаптивные фильтры, не изменяющие динамики информационных сигналов при подавлении шумов, в том числе перекрывающихся по частотному диапазону с частотным диапазоном сигналов.

Фильтр восстановления кодовых сигналов. Методика синтеза фильтров ЧД на кодовые сигналы практически полностью повторяет методику расчетов при восстановлении формы сигналов. Все нижеследующие расчеты выполняются в качестве примера для кабеля КГ 3х0,75-60-150 длиной 5 км для цифрового фильтра ЧД при интервале
дискретизации данных 0,1 мкс. Импульсные параметры кабеля: $\Delta T_{\kappa} \approx 26$ мкс, $\Delta \Omega_{\kappa} \approx 34$ кГц.

Оператор фильтра. При приеме кодовых сигналов главное значение имеет простота и надежность выделения кода, которая определяется надежностью выделения единичных битовых импульсов. Для кода Манчестер-II она определяется интервалом минимум-максимум в непрерывной последовательности единиц (нулей). Для кодов *NRZ* и *RZ* имеет значение и сдвиг нулевой линии. Форма выходных импульсов особого значения не имеет, если не нарушается пространственное распределение импульсов. Естественно, что на предельной частоте передачи сигналов при достаточно высокой степени их амплитудного затухания существенное значение имеет увеличение (или, по крайней мере, сохранение на прежнем уровне) выходного отношения сигнал/шум фильтром ЧД.

При использовании фильтра ЧД можно считать, что предельная пропускная способность кабеля должна быть оценена с ограничением параметров оператора ЧД по определенному допустимому уровню коэффициента усиления дисперсии шумов. Примем этот уровень для дальнейших расчетов равным 1, т.е. оператор ЧД не должен усиливать среднеквадратичный уровень шумов. Это обеспечивается заданием соответствующей длительности импульса z(t) на половине высоты гауссовского пика (в данном случае порядка 7-8 мкс).

Пример оператора, и результат его проверки сверткой с импульсным откликом жилы кабеля приведен на рис. 8. Длительность оператора 20 мкс, коэффициент усиления дисперсии шумов ~0,65, коэффициент усиления амплитуды импульсного отклика жилы ~3,8.



Рис. 8. Оператор фильтра ЧД кодов.

Предельная частота передачи данных. В качестве входных импульсов кабеля имеет смысл рассмотреть только прямоугольные импульсы, фронты которых на выходе фильтра ЧД будут соответственно сглажены до величины порядка ширины импульса z(t). Эффект применения фильтра ЧД можно видеть на рис. 9 на примерах кодовой последовательности биполярных импульсов с единичной амплитудой на тактовых интервалах $T = 2\Delta T_k$, $T = \Delta T_k$ и $T = 0.5\Delta T_k$ мкс (тактовые частоты 19, 38 и 76 кГц). Пунктиром на рисунке показаны входные импульсы, приведенные к выходу кабеля с учетом безвозвратных потерь и задержки в кабеле.



Рис. 9.

Как следует из этого рисунка, применение фильтра ЧД позволяет уменьшить предельный тактовый интервал следования битовых импульсов при идентификации кода минимум в 2 раза, т.е. в 2 раза увеличить скорость передачи информации по кабелю [5].

Заметим, что при коэффициенте усиления дисперсии шумов данного оператора ЧД не более 1 отношение сигнал/шум на выходе фильтра ЧД при статистических шумах на входе улучшается практически в 2 раза, т.к. оператор ЧД в этом случае выполняет и роль низкочастотного сглаживающего фильтра. О последнем наглядно свидетельствует рис. 10 (А).



Рис. 10. Преобразование шумов и сигналов с шумом фильтром ЧД.

Пример фильтрации сигналов с наложенным статистическим шумом, средние квадратические флюктуации которого составляют порядка 30% от амплитуды информационных импульсов, приведен на рис. 10(В) и показывает уверенное сохранение информационной структуры сигнала.

Кодовые сигналы. На рис. 11 (А) показана деконволюция кодовых сигналов с тактовой частотой 38 кГц. Как следует из рисунка, деконволюция позволяет практически полностью восстановить амплитудные значения сигналов (за вычетом безвозвратных потерь) на удвоенной тактовой частоте, т.е. импульсная пропускная способность кабеля повышается минимум в 2 раза для всех видов кодирования. Что касается предельной импульсной пропускной способности кабеля, то она повышается практически в 4 раза по сравнению с приемом сигналов без деконволюции, о чем достаточно наглядно свидетельствует пример формы тех же кодовых сигналов на тактовой частоте 76 кГц, приведенный на рис. 11 (В). Преимущество кода Манчестер-II перед кодами NRZ и RZ при использовании частичной деконволюции очевидно как на рис. 11(A), так и на рис. 11(B). С определенным запасом "прочности" можно считать, что при передаче информации биполярными кодами скорость передачи данных с использованием частичной деконволюции импульсного отклика кабеля может быть увеличена в 3 раза.

Краткие выводы по возможностям повышения импульсной пропускной способности каротажных кабелей:



Рис. 11.

1. Качество приема и надежность идентификации кодовой информации на выходе кабеля могут быть существенно повышены при частичной деконволюции импульсного отклика кабеля до симметричной (гауссовской) формы.

2. Основная (значимая) часть энергии оператора частичной де-

конволюции импульсного отклика кабеля сосредоточена в пределах 2-3 значений фронта отклика.

3. Для финитных сигналов, задаваемых на интервале не менее $2\Delta T_{\kappa}$ и имеющих эффективную ширину спектра не более $\Delta \Omega_{\kappa}$, частичная деконволюция импульсного отклика жил кабеля обеспечивает восстановление формы сигналов с погрешностью по основным метрологическим параметрам (амплитуда, площадь, временная привязка) не более (1-2)%.

4. Скорость передачи кодовых данных при использовании частичной деконволюции импульсного отклика может быть увеличена минимум в 2 раза при любых методах кодирования и равна $1/\Delta T_{\kappa}$. При передаче информации биполярными импульсами предельная скорость передачи данных может быть увеличена минимум в 3 раза.

Принципы реализации фильтров частичной деконволюции. Основное условие технической реализации фильтров ЧД работа в реальном масштабе времени. Дополнительное и желательное условие – полная автономность от аппаратурного блока каротажных станций, позволяющая включать фильтры ЧД на выход кабеля в состав любой станции, если в том появится необходимость.

Достаточно простая форма передаточной функции фильтра ЧД позволяет выполнить его реализацию непосредственно в виде аналогового нерекурсивного или рекурсивного фильтра. Следует отметить, что такие фильтры будут являться индивидуальными для кабелей различных типов и различной длины (в определенных пределах возможной подстройки) и могут отличаться по исполнению: нерекурсивные - для фильтров с короткой функцией отклика, и рекурсивные для кабелей длиной 3 и более км.

учетом современных темпов C развития электроники перспективным и универсальным направлением следует считать цифровые фильтры, т.е. микропроцессорное исполнение фильтров ЧД или программное выполнение фильтров в составе каротажных измерительно-вычислительных комплексов непосредственно на их входе. Заметим, что детерминированность кодовых сигналов позволяет выполнять микропроцессорные ЧД с автоматической адаптацией под конкретный кабель, стоящий на каротажной станции. Своеобразной комбинацией дискретного синтеза аналоговым процессом с фильтрации являются трансверсальные фильтры на линиях задержки. Исходные условия для их реализации аналогичны цифровым фильтрам. Возможность цифрового исполнения фильтров ЧД можно оценить по табл. 1.

			1.1	(-
Длина кабеля	КМ	1	2	3	4	5	6	7
Предельная час- тота f_{np} [по уров- ню 0,01 K_{max}]	кГц	2460	718	358	220	151	111	85
Шаг дискретиза- ции на предель- ной частоте $(1/2f_{np})$	мкс	0,2	0,7	1,4	2,3	3,3	4,5	5,9
Эффективная ширина импульсного отклика ΔT_{κ}	мкс	3,3	8,6	14,1	19,9	26,1	33,1	40,9
Тактовая частота передачи данных $f_{\rm T}=1/\Delta T_{\rm K}$	кГц	306	117	71	50,3	38,3	30,3	24,4
Шаг дискретиза- ции по тактовой частоте (1/4f _T)	мкс	0,4	1,0	2,2	2,5	3,3	4,1	5,1
Размер оператора ЧД (>98% энергии оператора)	мкс	2,6	5,1	9	13,5	19	25	32
Оптимальный шаг дискретизации Δt	мкс	0,12	0,24	0,4	0,65	1	1,2	1,5

Таблица 1 – Параметры передачи данных (кабель КГ 3х0,75-60-150).

При определении частоты Найквиста цифрового фильтра ЧД по предельной частоте $f_{\rm np}$ передаточной функции кабеля (по уровню порядка 1% от коэффициента передачи на низких частотах) значение шага дискретизации данных на выходе кабеля находится в диапазоне 0.2-6 мкс в зависимости от длины кабеля. Этот диапазон достаточно хорошо согласуется с шагом дискретизации данных по предельной тактовой частоте передачи информации биполярными импульсами (частота Найквиста за третьей гармоникой тактовой частоты, что обеспечивает регистрацию более 98% энергии сигналов)[6].

В принципе, эти значения шага дискретизации данных вполне достаточны для обработки сигналов, четкой автосинхронизации тактовой частоты приема данных и их кодовой идентификации, а при необходимости и полного восстановления аналоговой формы сигналов. Для исключения трансформации высокочастотных шумов в рабочий диапазон сигнала, фильтру ЧД должен предшествовать аналоговый низкочастотный фильтр.

Коэффициент усиления дисперсии статистических шумов оператором цифрового фильтра, равный сумме квадратов значений его коэффициентов, зависит от интервала дискретизации. В данном случае, при постоянной заданной форме импульса z(t) сжатия импульсного отклика кабеля и увеличении значений Δt шага дискретизации (относительно $\Delta t \Rightarrow 0$ для аналоговой формы фильтра) количество коэффициентов оператора ЧД в пределах его импульсного отклика уменьшается, а их значения возрастают, что вызывает соответствующее возрастание коэффициента усиления дисперсии статистических помех. Для сохранения значения коэффициента усиления дисперсии помех на уровне, не большем 1, приходится увеличивать задаваемую ширину импульса z(t), при этом уменьшается амплитуда импульса z(t) и качество деконволюции сигнала. На рис. 12 (А, С) приведены два оператора ЧД, вычисленные с разным шагом дискретизации данных (0,1 и 1 мкс). Ширина гауссовских импульсов z(t) (приведены пунктиром на рис. 13 (B,D)), была установлена такой, чтобы коэффициенты усиления дисперсии помех операторов ЧД были примерно равными в пределах 0.95-1.



Рис. 12.

Как видно на рисунке, интервалу дискретизации 1 мкс соответствует в 1,5 раза большая ширина импульса z(t), чем интервалу дискретизации 0,1 мкс, и, соответственно, меньшая амплитуда импульса.

Качество работы операторов по реализации заданной формы импульса z(t) при свертке с импульсным откликом кабеля практически одинаково (сплошные линии на рис. 12 B,D).

При деконволюции импульсного кода оператор с большим шагом дискретизации данных соответственно имеет меньшую временную разрешающую способность и занижает амплитуды восстановленных импульсов, что можно видеть на рис. 13 А, В. Дополнительно на рис. 13 С приведен пример деконволюции сигнала с шагом дискретизации данных 2 мкс (оператор ЧД – 32 мкс, 16 точек, коэффициент усиления дисперсии шумов 0,98).



Рис. 13.

При сопоставлении графиков на рис. 13 можно сделать вывод, что оптимальный шаг дискретизации данных для цифрового фильтра ЧД соответствует 20-30 коэффициентам фильтра в пределах длительности значимой части оператора ЧД. Этот вывод подтверждают аналогичные вычисления и для кабелей других размеров. Соответственно, диапазон оптимальных значений шага дискретизации данных на входе фильтра ЧД, показанных в последней строке таблицы 12, установлен по длине операторов ЧД и составляет от 0.12 до 1.5 мкс. В принципе, такой тактовый диапазон при 20-30 операциях умножения и сложения вполне доступен для современных микропроцессорных систем, особенно для кабелей большой длины, для которых фильтр ЧД и необходим в максимальной степени.

В трансверсальных фильтрах сигнал с кабеля подается на последовательную цепочку линий задержки, в каждой из которых осуществляется задержка сигнала на интервал дискретизации данных. К выходам линий задержки подсоединена матрица резисторов, значения которых обратно пропорциональны значениям коэффициентов оператора ЧД. Токи через резисторы, пропорциональные положительным и отрицательным значениям коэффициентов оператора, суммируются раздельно (на входах двух операционных усилителей), после чего из "положительного" тока вычитается "отрицательный" и результат подается на вход аппаратуры станции, как выходной сигнал фильтра ЧД. Трансверсальный фильтр идеально приспособлен для исполнения в качестве автономного промежуточного блока между кабелем и станцией. При переменных сопротивлениях резисторной матрицы фильтр легко подстраивается под любой тип и любую жилу кабеля, а изменение длины кабеля с изменением интервала дискретизации данных выполняется заменой линии задержки. Некоторые технические трудности могут возникать только в наборе линий задержки для длинных кабелей (большое время задержки) с проявлением дополнительного затухания сигнала в самой ЛЗ, но последнее компенсируется соответствующим изменением коэффициентов резисторной матрицы [9].

Возможно и комбинированное цифро-аналоговое исполнение фильтра ЧД, в котором роль ЛЗ исполняет сдвиговый цифровой регистр с АЦП на входе (тактовая частота сдвига определяет шаг дискретизации входных данных), каждая цифровая ячейка которого имеет обратный резисторный ЦАП. Дальнейшая обработка токов ЦАП и формирование выходного сигнала аналогично трансверсальному фильтру. Для кодовых сигналов объем цифровых ячеек регистра может быть в пределах 5-7 двоичных разрядов. В таком исполнении фильтр ЧД становится автономным универсальным блоком с простой и гибкой настройкой под любой тип кабеля любой длины с изменением интервала дискретизации данных частотой тактового сдвига цифрового регистра. Таким образом, каких-либо особых препятствий в технической реализации фильтров ЧД не имеется.

Список литературы: 1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. – М.: Высшая школа, 1988. 2. Горбенко Л.А., Месенжник Я.З. Кабели и провода для геофизических работ. – М.: Энергия, 1977. 3. Гроднев И.И., Фролов Н.А. Коаксиальные кабели связи. – М.: Радио и связь, 1983. – 209 с. 4. Стрижевский Н.З. Коаксиальные видеолинии. – М.: Радио и связь, 1988. – 200 с. 5. Бендат Дж., Пирсол А. Прикладной анализ случайных данных. – М.: Мир, 1989. – 540 с. 6. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. – СПб.: Питер, 2003. – 608 с. 7. Сиберт У.М. Цепи, сигналы, системы. – М.: Мир, 1988. – 336 с. 8. Ташкентский университет информационных технологий. Радиорелейные и спутниковые системы передачи. Кафедра РРТ. Ташкент, 2003 год. <u>http://ralex.h1.ru/contents.html</u> 9. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. – СПб.: Питер, 2003. – 608 с.

Поступила в редколлегию 14.09.2009

УДК 533.9.07

В.Б. ЮФЕРОВ, д-р физ-техн. наук, нач. отд. ННЦ ХФТИ, Харьков **Е.В. МУФЕЛЬ,** мл. научн. сотр. ННЦ ХФТИ, Харьков **В.И. ТКАЧЕВ,** мл. научн. сотр. ННЦ ХФТИ, Харьков **С.В. ШАРЫЙ,** мл. научн. сотр. ННЦ ХФТИ, Харьков **А.Н. ШАПОВАЛ,** научн. сотр. ННЦ ХФТИ, Харьков

О НЕКОТОРЫХ ОСОБЕННОСТЯХ ПЛАЗМЕННЫХ РАЗРЯДОВ НАД ПОВЕРХНОСТЬЮ ВОДЫ

Створена експериментальна установка, що дозволяє здобувати автономні сферичні плазмові утворення. Досліджено процеси, що відбуваються в початковій стадії розряду. Описано два можливих сценарії їх розвитку. Приведені вольт-амперні і спектральні характеристики плазмоїдів, а також фотографії розвитку розряду в часі.

Создана экспериментальная установка позволяющая получать автономные сферические плазменные образования. Исследованы процессы происходящие в начальной стадии разряда. Описа19481

ны два возможных сценария их развития. Приведены вольт-амперные и спектральные характеристики плазмоидов, а также фотографии развития разряда во времени.

В работах [1-3] были представлены эксперименты по созданию автономных плазменных образований, имитирующих шаровые молнии и теоретические данные о возможной роли гидратированных ионов. Однако имелись вопросы по начальной стадии разряда, не освещенные в [1]. Экспериментальная система (рис. 1) повторяла описанную в [1], дополненная шунтом, для измерения токов. На рис. 1 использовані обозначения: конденсаторная батарея С=1200 мкФ, К – размыкатель, R₁ – измеритель напряжения R₂ – шунт для токовых измерений, РК – диэлектрическая разрядная камера – сосуд с двумя электродами: – кольцевым заземленным и центральным под отрицательным потенциалом, с электроизолированными токовводами. Видеозапись разрядов проводилась сверху и сбоку со скоростью до 1000 кадр/с. С помощью светодиодов измерялось свечение плазменных образований. В большинстве экспериментов разрядное напряжение было на уровне 3-4 кВ, центральный электрод был железным в фарфоровом изоляторе, на 1-5 мм выступающий над уровнем электрода и воды, схематический его вид представлен на рис. 2.



Токонесущий плазменный столб и токовые каналы – функции времени, и уединенные плазмоиды. Зависимость радиального магнитного поля и магнитные силовые линии внутри изолятора. Диаметр диэлектрической разрядной камеры изменялся от 10 см до 50 см, глубина от 4 до 30 см, однако, существенного влияния размеров сосуда на параметры плазмоида не обнаружено.

На рис. 3, (нулевой кадр) представлено фото стационарной фазы разряда - протекание тока по изолятору (напряжение 1 кВ, ток ~ 0,1 A). Повышение разрядного тока до 0,2 А приводит к увеличению количества параллельных плазменных каналов. Возможно, при повышении тока до 100 А и выше разряд по изолятору может стать почти сплошным. На рис. 3 и 4 показано временное развитие разряда, полученное при скорости съемки - 210 и 420 кадр/с соответственно. Рис. 3 (вид сверху, под углом 45°). На кадре 1 виден плазменный канал, идущий от электрода и достигающий изоляционной стенки сосуда - разрядной камеры. Этот канал возникает на месте первоначального стримера, который просматривается не на всех кадрах, что объясняется величиной интервала времени между кадрами, при данной скорости съемки. Кроме того, на поверхности жидкости его яркость незначительна, однако, видно свечение на изоляторе центрального электрода и световое пятно на стенке диэлектрической разрядной камеры. На кадре 2, через 5 мс, видна уже система плазменных каналов разряда, доходящая до изоляционной стенки, а также закороченными на поверхность воды. В центре, над электродом уже возник плазменный столб. Прямолинейный светящийся отрезок в правой части кадра, идущий от центра – это токоввод центрального электрода в изоляции. Он находится внутри жидкости и просматривается на всех кадрах. На четвертом кадре, через 20 мс, токовые каналы разряда плохо видны на фоне основного разряда, часть из них пришли под плазменный факел, который все больше расширяется в радиальном направлении.



Рис. 3.

Эти каналы, светящиеся шнуры голубого цвета, токопроводы, начинаются из-под верхней части плазменного факела, приблизительно в 5÷10 см над электродом. Возможно здесь наблюдается эффект магнитной изоляции плазменного столба, проявляющийся в том, что плазменные тоководы начинают распространяться в радиальном направлении только с этой высоты.

На фотографиях видно, что изменяется не только яркость свечения, но и форма плазменного образования приближается к шарообразной. Далее появляются более и менее светящиеся области. В центре видна область типа свечки, это плазменный столб, выходящий из центрального электрода, яркость свечения которого снижается. Далее разряд вырождается, появились две темных области, окруженные светящимися слоями – своего рода токовыми траекториями, имеющие замкнутый характер. Величины разрядных токов в это время малы, соответственно малы и магнитные поля, их окружающие. Тем не менее они оказывают формирующее и удерживающее действие на низкотемпературную плазму состоящую, по нашему мнению, из гидратированных ионов которые подвержены действию слабых магнитных полей на уровне 0,2 Эрс (кадры 21 и 23).

Рис. 4, дает вертикальную картину динамики развития разряда (вид сбоку). Здесь следует отметить зеркальное отражение разряда границей воды. Видны токовые каналы, идущие над поверхностью жидкости. Высота плазменного столба на первом кадре около 2,5 см, на втором – 12 (в разных сериях экспериментов она доходила в начальный момент до 5 см). В дальнейшем его высота достигает 15 см на третьем кадре и далее медленно растет.



Рис. 4.

До 25 мс виден довольно яркий плазменный столб-канал, идущий от центрального электрода. К 45 мс плазменный канал не просматривается однако три токопроводящих канала идущих к воде и стенкам существуют.

На осциллограммах 5 и 6 приведены вольтамперные характеристики развития разряда. На рис. 5, нижняя кривая – зависимость на-

пряжения от времени, верхняя кривая – токовая характеристика (20 мс/дел).



Максимальная амплитуда величины зарядного напряжения батареи 4 кВ. Такая же характеристика представлена в другом масштабе (1 мс/дел) и другой развертке (рис. 6). Как видно токовый сигнал на обоих кадрах имеет достаточно высокие характеристики только в первые 10 мс. Короткий всплеск в первый момент около 1 кА и последующий спад с изменением знака. Здесь ток меньше, максимальная амплитуда достигает 270 А и далее длительный спад. Оценка тока разряда из кривой напряжения на рис. 6 дает величины тока: ~36 А за промежуток 0-20 мс, 28 А за период 20–40 мс, 17 А за 40–60 мс, 7 А за 60–80 мс и т.д. Как видно относительно сильноточный разряд составляет не более 1/10 общего времени разряда и существование автономного плазмоида сопровождается малыми разрядными токами.

Интенсивности свечения плазменного образования представлены на рис. 7. Нижняя кривая – зависимость напряжения на разряде от времени, верхняя кривая – свечение плазмы. Данные получены со светодиода принимающего полное интегральное (широкая апертура) излучение разряда. Как видно (рис. 8) интегральная интенсивность свечения слабо зависит от напряжения зарядки батареи и, соответственно, начальных токов разряда, хотя и несколько увеличивается с увеличением зарядного напряжения. Кроме того, интенсивность свечения уже не связана с высокими токами разряда. На рис. 9 представлены два типа характеристик. Верхняя кривая – интегральная светимость плазменного образования, нижняя система кривых – интенсивности свечения плазменной струи (столба) на разных высотах (получено при сильной коллимации светодиода). Поскольку плазменная струя истекает из центрального электрода, ее яркость определяется разрядами по изолятору и их током, идущим по токовым каналам на изоляторе, которые не остаются постоянными и перемещаются во времени и пространстве, что отражается на величине яркости плазменного столба. Яркость факела, в общем-то, коррелирует с токовой характеристикой, но только вблизи электрода. При удалении на 3–4 см уже проявляется длительное послесвечение. Т.е. все указывает на длительное существование возбужденных состояний молекул или их кластеров, которые локализованы в периферийных областях разряда, т.е. там, где температура ниже.

На рис. 10 представлены спектральные характеристики разряда. Оптический спектр измерялся на расстоянии 3–5 мм выше центрального электрода. По мере удаления от электрода, подобно рис. 9, яркость линий падает, а их количество уменьшается. Исчезают линии H_{β} и H_{α} , что свидетельствует об охлаждении плазмы, исчезают линии кальция, но линии натрия остаются до расстояний в 30 см.

Проводились эксперименты и с соленой водой, до 10 г/л. Разряд сопровождался интенсивным хлопком, имел большую яркость.



Возможны два сценария начальной стадии развития разряда.

1. В начальной стадии разряда наблюдаются кратковременные высокие разрядные токи. Они связаны с зарядкой водяной емкости, образованной электродами в водяном бачке, от основной батареи. Для проверки гипотезы о зарядке водной емкости была собрана эквивалентная схема в которой разрядная кювета заменялась емкостью и сопротивлением. При C=10 пФ и R=3 Ом начальный участок токовой кривой оказался подобным полученному на рабочей схеме.

При разрядке водной емкости на электродах появляется значительная разность потенциалов, U=L·dI/dt, превышающая напряжение зарядки конденсаторной батареи. Именно это напряжение и приводит к пробою больших воздушных промежутков. Для кольцевой системы, представленной на рис. 1 это 20 см, для линейной системы это 50 см. При таких длинах величина пробойного напряжения должна достигать 50–60 кВ. Появляется стример и далее плазменный канал. Одновре-менно развивается пробой по изолятору. При таких токах и появлении такой разности потенциалов на центральном электроде возможна взрывная эмиссия и возникновение электронного пучка, который тормозится в атмосфере. Высота плазменного столба (плазменного факела) на кадре 1 рис. 1 около 2,5–5 см, что соответствует пути торможения электронного пучка с энергией около 60 кВ в воздухе при атмосферном давлении. В процессе торможения пучка, сопровождаемом процессами ионизации и возбуждения молекул воздуха, происходит "ультрафиолетовая подсветка" всего пространства, окружающего центральный электрод. Длительность существования пучка соответствует времени разрядки водной емкости, далее идет газовый разряд над поверхностью воды.

2. При пробое изолятора центрального электрода текут большие токи, и токовые траектории заполняют почти все пространство изолятора. Каждая токовая траектория на изоляторе эквивалентна плазменному источнику известного типа – "рельсотрон", где ускоряется плазменная перемычка между двумя противоположно направленными токами. В нашем случае плазменная перемычка находится на верхнем торце изолятора. С самого начала прямой и обратный токи разделены, вначале изолятором, а далее, по мере передвижения вверх плазменной перемычки, магнитным полем H_{Θ} вокруг идущего вверх токонесущего плазменного столба. Обратные плазменные токопроводы начинаются на воду и светящуюся изоляционную стенку. Распространяющаяся вверх плазма, за счет торможения на атмосферном воздухе охлаждается, расширяется и образует в этой области большое количество гидратированных медленных и длительно существующих ионов. В дальнейшем распространении разряда над водой играет роль соотношение сопротивления воздушной плазмы и сопротивления воды. В случае соле-

ной воды это небольшое сопротивление, поэтому такие разряды больше локализуются у поверхности воды и центрального электрода, не давая ему сильно расшириться и уйти в автономный полет, поскольку более высокая температура в этих разрядах "сжигает" гидратированные ионы – более быстро снимая возбуждение.

Понятие гидратированные ионы – широкое понятие, включающее комплексные ионы, в состав которых входят молекулы воды и ее составляющие H⁺ и OH⁻. Кроме того, туда входят ионы натрия, железа, хлора и другие присутствующие в водопроводной воде. Энергозапас гидратированных ионов сравнительно не велик. Внутренняя энергия гидратированных ионов может лежать в пределах величин энергии химических реакций с максимальной стороны и с другой, на уровне энергий связи комплексных ионов, т.е *q*≈0,01-5 эВ. Для понимания возможностей гидратированных ионов, т.е *q*≈0,01-5 эВ. Для понимания возможностей гидратированных ионов необходимы данные о реальном величие этих образований, их структуре, энергиях связей и полной энергии. В макроскопическом плане необходимо распределение по массам и их концентрация. Следует заметить, что гидратированные ионы не являются принадлежностью газовых разрядов высокого давления. В [4] наблюдались водо-газо-солевые комплексы, включающие около 3 $\cdot 10^6$ молекул, их концентрация составляла до 10^{11} см⁻³ а время жизни десятки секунд.

Список литературы: 1. Егоров А.И., Степанов С.И. ЖТФ. – 2008. – Т. 78. – Вып. 6. – С. 15-19. 2. Шевкунов С.В. ЖЭТФ. – 2001. – Т. 119. - С. 485–508. 3. Шевкунов С.В. ДАН. – 2001. – Т. 379. – С. 181-186. 4. Юферов В.Б., Пономарев А.Н., Муфель Е.В., и др. О выведении примесей из воды с помощью акустических импульсов // ЖТФ. – 2009. – Т. 79. – Вып. 5. – С. 124-128.

Поступила в редколлегию 15.10.2009

ABSTRACTS

Anishchenko N.V.

ANALYSIS OF TYPE CORRECTINGS DEVICES INFLUENCE ON DYNAMICS IN ELECTRODRIVE WITH COMBINED CONTROL.

Features of transient functions choice in correcting devices are considered in view of providing a speed control system error compensation at presence of some influences. The drive modeling is fulfilled for the speed stabilizer with an indirect measuring of moment/current at static loading.

Index terms – drive, correcting device, combined control, flow diagram, speed, speed stabilizer.

Bolyukh V.F., Rassokha M.O.

CURRENT PULSE INTERRUPTIONS IN AN INDUCTOR OF A ELECTROMECHANICAL CONVERTER.

Influence of current pulse interruptions in an inductor of the electromechanical converter on work efficiency as for moving so stalled core is considered provided that forming impulses have sharp fronts. Recommendations for improving the work efficiency are based of the converter modeling.

Index terms – electromechanical converter, current pulse, interruption, sharp front.

Varenik E.A., Kukulevskiy A.B., Gorchakov B.A., Jeleznyakov A.V.

EKVK ELECTRIC MOTORS FOR THE COAL COMBINE DRIVE.

Topics decisions of designing, producing and exploiting of explosion-proof AC motors of EKVK type with improved technical characteristics are got up in the paper in view of modern economic situation concerned to drive of coal cleansing combines. Tests of the EKVK3,5-200-1 and EKVK4-220 motors are resulted.

Index terms – explosion-proof AC motors, improved technical characteristics.

Vas'kovskiy Yu. N., Shumilov Yu. A., Shtogrin A. V.

SIMULATION OF THE TOOTHS FATIGUE DESTRUCTION PROCESS IN THE END PACKETS OF POWERFUL TURBOGENERATOR STATOR CORE.

The computing model of the tooth's fatigue destruction process in the end packets of powerful turbogenerator stator core are proposed 16

22

3

and explained it by resonant phenomena in the tooth's under influence of the core vibrations.

Index terms – **powerful turbogenerator**, stator core, teeth destruction, resonance.

Gavriliuk R.B.

MODERN METHODS FOR CONTROL OF OPTIMIZATION PARAMETERS IN DOUBLE-LAYER MULTIPHASE WINDINGS OF AC ELECTRIC MOTORS.

Strategy of multiphase symmetric circles designing of doublelayer windings in AC electric motor is considered provide the different number of turns in the windings sections, the constant number of slot conductors, the full basis of all possible structures of phase zones and the date system of optimization parameters. The optimization algorithm of the parasite harmonics set is offered.

Index terms – AC electric motor, double-layer windings, multiphase symmetric circles, structures, designing, optimization.

Gal'chenko V.Ja., Ostapushchenko D.L., Vorob'eva T.V.

ABOUT FEATURES OF SOLVING NUMERICAL ANALYSIS PROBLEMS OF CONFIGURATION OBJECTS' WITH DEFECTS INFORMATIONAL MAGNETIC FIELDS BY MAGNETIC NONDESTRUCTIVE TESTING.

Analysis of features of numerical research of informational magnetic fields of ferromagnetic objects with defects by magnetic nondestructive testing is realized. Revealed features permit to take conclusion about large difficultness of such problems in comparison with traditional ones in electrical engineering.

Index terms – switch-reluctant-inductor motor, mechanical characteristic, modelling.

Getman A.V., Zverev S.G., Kramchanin E.G.

ABOUT PRACTICAL DETERMINATION OF SPATIAL HARMONICS IN THE MAGNETIC FIELD OF TECHNICAL OBJECTS BY DIFFERENT SYSTEMS.

Some features of systems for measuring of magnetic field in technical objects concerned to their practical use are considered for two types of spatial harmonics: on a basis of flux gate gauges and on a basis of selected contours. An error estimation at measuring of the dipole harmonic is got up and factors influencing on its value is analysed.

Index terms – magnetic field, spatial harmonic, measuring system.

29

43

THE ELECTRODYNAMICS VIBRATOR FOR A WELL.

In clause the design of the electrodynamics vibrator for excitation of low-frequency acoustic fluctuations in the collector punching zone is considered. Recommendations to frequencies characteristics of the vibrator agreed with an environment requirements and to chose of power supply system are given.

Index terms - electrodynamics vibrator, condenser battery, collector of a petroleum well.

Druy O.S., Shariy S.V., Juferov V.B., Shvets M.O., Tihonov V.F. 62 EFFECT OF HIGH ENERGY ELECTRON BEAMS ON METAL SURFACES.

Research of high energy electron beams effects onto metal surfaces is resulted. Features of electron beams autographs are described for metals surfaces with different melting temperatures. The role of the surface tension in forming and production of atomic smooth surfaces is pointed out.

Index terms - atomic smooth, autograph electron beams, surface tension.

Dubovenko K.V.

INFLUENCE OF PARAMETERS IN THE ELECTRICALLY EXPLODED OPENING SWITCH ON ELECTRICAL DISCHARGE CHARACTERISTICS IN THE CIRCUIT WITH AN INDUCTIVE STORE.

Characteristics of an electric discharge in the circuit with an inductive store and plasma load are studied in view of switch parameters influence to transients processes in its gap.

Index terms - inductive store, electrical discharge, plasma.

Egorov A.M., Juferov V.B., Shariy S.V., Druy O.S., Ilicheva V.O., Shvets M.O., Tkachev V.I., Olhovskaya T.I., Svichkar A.S.

THE DIS-1 EXPERIMENTAL PLASMA ELECTROMAGNETIC INSTALLATION FOR IMITATION PARTITION OF SPENT NUCLEAR FUEL. PRELIMINARY RESULTS.

The experimental plasma electromagnetic installation is created. The installation imitates spent nuclear fuel elements separation from plasma state. Obtained results show that it is possible to separate the elements in rotating plasma. Power consumptions appear to be about 0.5 keV per ion due to weakness of applied magnetic fields and low level of accelerating voltages. 68

78

Index terms – electromagnetic installation, spent nuclear fuel, separation, plasma, plasma source.

Miakenkij J.V.

RESEARCHES AND TESTS OF A HAND DISCONNECTING SYSTEM FOR AN ELECTROMAGNETIC DRIVE IN VACUUM MEDIUM VOLTAGE CIRCUIT-BREAKERS.

An analysis of systems for manual disconnection of drives in vacuum medium voltage circuit-breakers is resulted. The method imitative of counteractive forces imitation in the circuit-breakers is developed. Tractive and counteractive static characteristics of the drive are determined and researched. The manual disconnection diapason and the peak consumption value are determined provide of contacts wear and the peak consumption. An analysis of reasons causing the mismatch of computing and testing results is done.

Index terms – vacuum circuit-breaker, electromagnetic drive, manual disconnection, contact consumption.

Maslennikov A.M.

DEVICE FOR CREATION OF DISCRETELY ROTATING MAGNETIC FIELD.

An algorithm and circuit of a device for creation of discretely rotating magnetic field are proposed. Experimental data concerned to joint work of the device and an investigated motor are resulted for loading regime at their supply voltage regulated frequency.

Index terms – **motor control, magnetic field.**

Naniy V.V., Dunev A.A, Yukhimchuk V.D. EXPERIMENTAL RESEARCHES OF THE ELECTRIC MOTOR WITH ROLLING ROTOR.

Dynamic characteristics of the electric motor with rolling rotor are researched in the eight polar motor are considered. Computations of its inductivities are performed taking into account non-uniformity of its air-gap and permanent transient is determined.

Index terms – electric motor with rolling rotor, dynamic characteristics, non-uniformity air-gap.

Naniy V.V., Egorov A.V., Miroshnichenko A.G.

107

FEATURES OF THERMAL Computations in ELECTRIC MOTOR WITH ROLLING ROTOR.

The thermal state in electric motor with rolling rotor is simulated on a base of six pole construction. An equivalent thermal circuit is 91

103

made and computations of the motor winding temperature are fulfilled. Computed and experimental results are compared.

Index terms – electric motor with rolling rotor, equivalent thermal circuit, computations.

Rezinkina M.M., Jerisov A.V., Pelevin D.Je., Lobjanidze L.E. 111 EXPERIMENTAL RESEARCHES OF INFLUENCE OF INDUCED AND RESIDUAL MAGNETIZING IN FERROMAGNETIC CONSTRUCTIONS ON WEAKENING OF GEOMAGNETIC FIELD IN DWELLINGS APARTMENTS.

Experimental researches of the weakening geomagnetic field in dwellings apartments are resulted. The researches determined the magnetic field reductions in magnetized and non magnetized elements of ferromagnetic constructions (armature) that are used in the apartments are carried out.

Index terms – dwellings apartments, ferromagnetic constructions, induced magnetizing, geomagnetic field, weakening, experimental researches.

Sergeev P.Ju.

121

ANALYSIS of RESONANCE TRANSFORMERS MODES of OPERATIONS ON THEIR EFFICIENCY And POSSIBILITIES of IT NCREASING BY USING OF CURRENT SNABBERS.

An analysis of continuous and discrete modes of operations in the resonance transformers is resulted in view of power losses. Graphic dependences of RMS commutated currents are got up. A valuation of efficiency for different circuits of these transformers is made.

Index terms – resonance transformers, modes of operations, current snabbers, efficiency.

Fomin V.I., Gelyarovskiy E.A.

132

INFLUENCE OF FUSIBLE ELEMENT MATERIAL ON PROTECTIVE CHARACTERISTICS IN OF FAST-ACTING SAFETY FUSES.

Descriptions of fusible elements materials applied in fast-acting safety fuses and their influence on protective characteristics, are resulted in the paper.

Index terms – fast-acting safety fuses, fusible element, material, protective characteristics.

Chernyshov N.N., Shcherbak Je.L. RISE OF SIGNAL BAUD RATE IN CABLE.

Methods of renewal impulse signals forms by filters and synthesis of the filters are discussed in the article in view of reproduction the form accuracy and mitigation of noises. Features of filters for renewal of code signals, date rate and realizations of the filters on the base of deconvolution analysis are made.

Index terms – impulse signals, reproduction the form, date rate, deconvolution analysis.

Yuferov V.B., Mufel E.V., Tkachov V.I., Sharuy S.V., Shapoval A.N.

ABOUT SOME FEATURES OF PLASMA DISCHARGES ABOVE THE WATER SURFACE.

The experimental setting allowing to get autonomous spherical plasma formation is created. Processes that occurs at the primary stage of discharge are investigated. Two possible scenarios of their development are described. Volt-ampere and spectral characteristics of plasmoids and photos of discharge development in time are presented.

Index terms – spherical plasma formation, plasma discharge, plasmoid, characteristics.

СОДЕРЖАНИЕ

Анищенко Н.В. Анализ влияния вида корректирующих устройств на ди-
намику электропривода с комбинированным управлением3
Болюх В.Ф., Рассоха М.О. Імпульсні переривання струму індуктора
електромеханічного імпульсного перетворювача8
Вареник Е.А., Кукулевский А.В., Горчаков В.А., Железняков А.В. Элек-
тродвигатели ЭКВК для привода угольных комбайнов 16
Васьковский Ю.Н., Шумилов Ю.А., Штогрин А.В. Моделирование про-
цесса усталостного разрушения зубцов крайних пакетов сердечника ста-
тора мощных турбогенераторов
Гаврилюк Р.Б. Сучасні методи управління параметрами оптимізації дво-
шарових багатофазних схем обмоток електричних машин змінного струму 29
Гальченко В.Я., Остапущенко Д.Л., Ворооьева Г.В. Об особенностях
решения задач численного анализа конфигурации информационных маг-
нитных полеи объектов с дефектами сплошности при магнитном контроле45
Гетьман А.Б., Зверев С.Г., Крамчанин Е.Г. О практическом определении
пространственных гармоник магнитного поля технических объектов раз-
ногипными системами
<i>Турин А.</i> г., <i>Тонтирь Ю.</i> г., <i>Шеихи Абубикер, Армак О.</i> п. Электродина-
π ический скважинный виоратор
μ
ческие поверхности 62
Лубовенко К.В. Влияние параметров электровзрывного размыкателя на
характеристики электрического разряда в контуре с индуктивным накопи-
телем энергии
Егоров А.М., Юферов В.Б., Шарый С.В., Лруй О.С., Ильичева В.О. Швеи
М.О., Ткачев В.И., Ольховская Т.И., Свичкарь А.С. Экспериментальная
электромагнитная плазменная установка ДИС-1 для имитационного раз-
деления отработанного ядерного топлива. Предварительные результаты 78
<i>М'якінький О.В.</i> Дослідження та випробування системи ручного
відключення електромагнітного приводу для вакуумного відмикача
середньої напруги
Масленников А.М. Устройство для создания дискретно вращающегося
магнитного поля
Наний В.В., Дунев А.А., Юхимчук В.Д. Експериментальные исследова-
ния двигателя с катящимся ротором103
Наний В.В., Егоров А.В., Мирошниченко А.Г. Особенности теплового
расчета двигателя с катящимся ротором107
Резинкина М.М., Ерисов А.В., Пелевин Д.Е., Лобжанидзе Л.Э. Экспери-
ментальное исследование влияния индуцированной и остаточной намаг-
ниченности ферромагнитных конструкций на ослабление геомагнитного
поля в жилых помещениях 111
Сергеев П.Ю. Анализ влияния режимов работы резонансных преобразо-

вателей на их эффективность, и возможности повышения эффективности
преобразования за счет использования снабберов тока 121
Фомин В.И., Геляровский Э.А. Влияние материала плавкого элемента на
защитные характеристики быстродействующих плавких предохранителей. 132
Чернышов Н.Н., Щербак Е.Л. Повышение скорости передачи сигналов
по кабелю
Юферов В.Б., Муфель Е.В., Ткачев В.И., Шарый С.В., Шаповал А.Н. О
некоторых особенностях плазменных разрядов над поверхностью воды 155
ABSTRACTS

Научное издание

ВЕСТНИК НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА "ХПИ"

СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ

ТЕМАТИЧЕСКИЙ ВЫПУСК ''ПРОБЛЕМЫ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН И АППАРАТОВ''

Выпуск № 41

Научный редактор: Лупиков Валерий Сергеевич

Технические редакторы: Себякина Наталья Валентиновна Варшамова Ирина Сергеевна Ответственный за выпуск: Лунева Вера Михайловна

Обл.-вид. № 113-09.

Підп. до друку 16.12.2009 р. Формат 60×84 1/16. Папір Могра. RISO-друк. Гарнітура Таймс. Умов. друк. арк. 9,5. Облік.-вид. арк. 10,0. Наклад 300 прим. 1-й завод 1-100. Зам. № . Безкоштовно.

> Видавничий центр НТУ "ХПІ". Свідоцтво про реєстрацію ДК № 116 від 10.07.2000 р. 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

> > Друкарня НТУ "ХПІ", 2009