ВІСНИК національного технічного університету "ХПІ"

Збірник наукових праць Тематичний випуск "Проблеми удосконалення електричних машин и апаратів"

28'2012

Видання засноване Національним технічним університетом "Харківський політехнічний інститут" у 2001 році Державне видання Свідоцтво Держкомітету з інформаційній політиці України КВ № 5256 від 2 липня 2001 року КООРДИНАЦІЙНА РАДА: РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ: Відповідальний редактор: Голова Л.Л. Товажнянський, д-р техн. наук, проф. В.С. Лупіков, д-р техн. наук, проф. Секретар Замісник відповідального редактора: К.А. Горбунов, канд. техн. наук, доц. В.Ф. Болюх, д-р техн. наук, проф. А.П. Марченко, д-р техн. наук, проф. Відповідальний секретар: Є.І. Сокол, член-кор. НАН України, проф. О.Г. Середа, канд. техн. наук, доц. Є.Є. Олександров, д-р техн. наук, проф. А.В. Бойко, д-р техн. наук, проф. Члени редколегії: М.Д. Годлевський, д-р техн. наук, проф. В.Г. Данько, д-р техн. наук, проф. А.І. Грабченко, д-р техн. наук, проф. В.Б. Клепиков, д-р техн. наук, проф. В.Г. Данько, д-р техн. наук, проф. Б.В. Клименко, д-р техн. наук, проф. B.I. В.Д. Дмітрієнко, д-р техн. наук, проф. Кравченко, д-р техн. наук, проф. B.I. Мілих, д-р техн. наук, проф. І.Ф. Домнін, д-р техн. наук, проф. €I. Сокол, член-кор. НАН України, В.В. Єпіфанов, канд. техн. наук проф. Ю.І. Зайцев, канд. техн. наук, проф. проф. П.А. Качанов, д-р техн. наук, проф. В.Б. Клепіков, д-р техн. наук, проф. С.І. Кондрашев, д-р техн. наук, проф. В.М. Кошельник, д-р техн. наук, проф. В.І. Кравченко, д-р техн. наук, проф. Г.В. Лісачук, д-р техн. наук, проф. В.С. Лупіков, д-р техн. наук, проф. О.К. Морачковський, д-р техн. наук, проф. Адреса редколегії: В.І. Ніколаєнко, канд. іст. наук, проф. 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21. В.А. Пуляев, д-р техн. наук, проф. НТУ "ХПІ". В.Б. Самородов, д-р техн. наук, проф. Г.М. Сучков, д-р техн. наук, проф. Каф. ЕА. Тел. (057) 707-68-64 Ю.В. Тимофсев, д-р техн. наук, проф. E-mail: lupikov@kpi.kharkov.ua М.А. Ткачук, д-р техн. наук, проф.

Харків 2012

Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2012. – № 28. – 167 с.

Випуск приурочений до Міжнародного симпозіуму "Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика" (SIEMA'2012), 24 – 26 жовтня 2012 року, Харків, НТУ "ХПІ". В збірнику висвітлюються проблеми удосконалення електричних машин і апаратів, досягнення вчених, вузів і підприємств України та інших країн.

Для наукових співробітників, викладачів, аспірантів, спеціалістів.

The issue is dated to the International Symposium "Problems of electric machines and apparatus perfection. Theory and practice" (SIEMA'2012), October 24-26, 2012, Kharkov, NTU "KPI". The collection presents papers on electric machines and apparatus, achievements of scientists, specialists of high schools and enterprises in Ukraine and other countries.

The issue is addressed to scientists, teachers, post-graduate students and experts.

Выпуск приурочен к Международному симпозиуму "Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов. Теория и практика" (SIEMA'2012), 24 – 26 октября 2012 года, Харьков, НТУ "ХПИ". В сборнике освещаются проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов, достижения ученых, вузов и предприятий Украины и других стран.

Для научных сотрудников, преподавателей, аспирантов, специалистов.

Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут" включено до Переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата наук (додаток до Постанови Президії ВАК України від 26 травня 2010 р., № 1 – 05/4, п. 20, технічні науки).

Рекомендовано до друку Вченою радою НТУ "ХПІ"; Протокол № 7 від 30.05.2012.

© Національний технічний університет "ХПІ", 2012

УДК 621.311.014

Ю.Н. ВЕПРИК, д-р техн. наук, проф., НТУ "ХПИ", Харьков

ПРЕДСТАВЛЕНИЕ СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ В МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЯХ УСТАНОВИВШИХСЯ НЕСИММЕТРИЧНЫХ РЕЖИМОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ

We present mathematical models of power transformers of various embodiment of the in phase coordinates and the possibility of their representation in a unified form to improve modeling of complex non-symmetric modes of electrical systems.

Представлены математические модели силовых трансформаторов различного конструктивного исполнения в фазных координатах и показана возможность их представления в унифицированной форме для повышения эффективности моделирования сложных несимметричных режимов электрических систем.

Представлено математичні моделі силових трансформаторів різного конструктивного виконання в фазних координатах і показана можливість їх подання в уніфікованій формі для підвищення ефективності моделювання складних несиметричних режимів електричних систем.

Постановка проблемы. Одна из особенностей текущего этапа развития электрических систем состоит в том, что значительная часть оборудования выработала свой ресурс, и вынужденные отключения отдельных фаз оборудования (аварийные, в ремонт) приводят к тому, что возникновение несимметрии параметров режима (простой, сложной) в условиях эксплуатации уже не является мало вероятным, исключительным событием. Методом симметричных составляющих все многообразие возникающих при этом задач не охватывается, поэтому требуют развития и совершенствования математические модели на основе уравнений в фазных координатах как системы в целом, так и отдельных ее элементов, включая и силовые трансформаторы.

Анализ публикаций. Задача формирования уравнений для трехфазных трансформаторов усложняется разнообразием их конструктивного исполнения, схем и групп соединения обмоток, а также отсутствием полных каталожных данных по параметрам и характеристикам силовых трансформаторов. Поэтому некоторые авторы относят сило-

вые трансформаторы к числу элементов, наиболее сложных для математического моделирования [4]. Известный метод развязки магнитосвязанных цепей [1] при практической реализации в программных средствах сталкивается с рядом затруднений, ограничивающих его применение в алгоритмах расчета режимов. С.Б. Лосевым и А.Б. Черниным предложено использовать полносвязные решетчатые схемы однофазных трансформаторов [3] с учетом ветви намагничивания, а схемы трехфазных трансформаторов синтезировать из однофазных. Однако при таком подходе не отражается режим нейтрали при соединении обмоток трехфазного трансформатора в звезду, а возможности формирования моделей трехфазных трансформаторов с произвольными схемами соединения обмоток ограничены. Группы моделей однофазных трансформаторов для моделирования трехфазных используютприкладном наиболее распространенном ся И В пакете SimPowersystems системы MatLab.

Цель и задачи. Более широкие возможности формализации подхода к построению моделей электрических систем с несимметрией и учета особенностей конструктивного исполнения элементов обеспечиваются в базовой математической модели несимметричных режимов электрических систем [2], реализованной на основе перехода на уровень трехфазных многополюсников и представления элементов уравнениями в фазных координатах. Силовые трансформаторы по конструктивному исполнению различаются схемами соединения обмоток, режимом нейтрали, количеством обмоток, конструкцией сердечника.

Поэтому, с одной стороны, модели трансформаторов все эти особенности должны отражать, но с другой стороны, многообразие форм представления элементов приводит к усложнению модели системы. Поэтому при разработке моделей трансформаторов, как и других элементов, разнообразие форм записи уравнений элементов сети целесообразно сократить и представить их в некоторой унифицированной форме, с тем, чтобы обеспечить формализацию и алгоритмизацию формирования обобщенной базовой модели, не ограничивая ее возможностей.

Основной материал. При моделировании несимметричных режимов электрических систем в фазных координатах естественно представлять трансформатор как систему первичных и вторичных обмоток трех фаз, расположенных на магнитном сердечнике и связанных между собой индуктивно и электрически в соответствии с группой и схемой соединения. Для алгоритмизации процедуры формирования модели такой системы в полной системе уравнений трехфазного трансфор-

матора целесообразно выделить две группы уравнений: компонентные и топологические.

Компонентные уравнения относятся к отдельным обмоткам (компонентам) трансформатора, характеризуют только их собственные индуктивности и электромагнитные связи между обмотками при отсутствии каких-либо электрических соединений между ними (рис. 1).



Рис. 1. Электромагнитные связи между обмотками трехфазного трансформатора.

В установившихся режимах токи и падения напряжения в обмотках трехфазного трансформатора синусоидальны, поэтому компонентные уравнения могут быть записаны в комплексной форме.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (r_A + j\omega L_A) & & \\ (r_B + j\omega L_B) & & \\ (r_C + j\omega L_C) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_A \\ J_B \\ J_C \end{bmatrix} + j\omega \begin{bmatrix} L_{Aa} & & \\ L_{Bb} & & \\ L_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_a \\ J_b \\ J_c \end{bmatrix},$$
$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = j\omega \begin{bmatrix} L_{aA} & & \\ L_{bB} & & \\ L_{cC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_A \\ J_B \\ J_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (r_a + j\omega L_a) & & \\ (r_b + j\omega L_b) & & \\ (r_c + j\omega L_c) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_a \\ J_b \\ J_c \end{bmatrix},$$

или, в более компактной записи

$$\begin{bmatrix} V_1 \end{bmatrix} = (\llbracket R_{11} \rrbracket + j \, \omega \llbracket L_{11} \rrbracket) \llbracket J_1 \rrbracket + j \, \omega \llbracket L_{12} \rrbracket J_2 \rrbracket$$

$$\begin{bmatrix} V_2 \end{bmatrix} = j \, \omega \llbracket L_{21} \rrbracket J_1 \rrbracket + (\llbracket R_{22} \rrbracket + j \, \omega \llbracket L_{22} \rrbracket) \llbracket J_2 \rrbracket, \quad (1)$$

где $[V_1]$, $[V_2]$, $[J_1]$, $[J_2]$, $[R_{11}]$, $[R_{22}]$ – напряжения, токи и активные сопротивления первичных и вторичных обмоток трансформатора; $[L_{11}]$, $[L_{22}]$, $[L_{21}] = [L_{12}]$ – матрицы собственных и взаимных индуктивностей обмоток.

Если уравнения (1) разрешить относительно токов, то получим

еще одну форму записи компонентных уравнений трансформатора

$$\begin{bmatrix} J_{A1} \\ J_{B1} \\ J_{C1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{A1} & & & \\ & Y_{B1} & & \\ & & Y_{C1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{A1} \\ V_{B1} \\ V_{C1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Y_{A12} & & & \\ & Y_{B12} & & \\ & & Y_{C12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{A2} \\ V_{B2} \\ V_{C2} \end{bmatrix}, (2)$$
$$\begin{bmatrix} J_{A2} \\ J_{B2} \\ J_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{A21} & & & \\ & Y_{B21} & & \\ & & Y_{C21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{A1} \\ V_{B1} \\ V_{C1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Y_{A2} & & & \\ & Y_{B2} & & \\ & & Y_{C2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{A2} \\ V_{C2} \end{bmatrix}, (2)$$

эквивалентную предыдущим, но более удобную для формирования узловых уравнений электрической сети в форме баланса токов.

В компонентных уравнениях (2) блоки У диагональны (отсутствует взаимное влияние фаз) в групповых трансформаторах. В трехстержневых взаимное влияние проявляется в несимметричных режимах при наличии составляющей нулевой последовательности. Однако влияние тока нулевой последовательности сказывается практически только на параметры ветви намагничивания X₁₁. Влияние же ветви намагничивания на параметры режима трансформатора мало, часто не первом приближении, учитывается, поэтому в считая И $x_{\mu}^{(1)} = x_{\mu}^{(2)} = x_{\mu}^{(0)}$, можно считать, что блоки *Y* диагональны и в

уравнениях трехстержневых трансформаторов. Если далее учесть, что при симметрии фаз трансформатора

то компонентные уравнения получают вид:

$$\begin{bmatrix} J_{A1} \\ J_{B1} \\ J_{C1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_1 \\ Y_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{A1} \\ V_{B1} \\ V_{C1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Y_{12} \\ Y_{12} \\ Y_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{A2} \\ V_{B2} \\ V_{C2} \end{bmatrix}$$
$$\begin{bmatrix} J_{A2} \\ J_{B2} \\ J_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{21} \\ Y_{21} \\ Y_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{A1} \\ V_{B1} \\ V_{C1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Y_2 \\ Y_2 \\ Y_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{A2} \\ V_{B2} \\ V_{C2} \end{bmatrix}.$$
(3)

Топологические уравнения отражают электрические связи между токами и напряжениями в обмотках и на внешних зажимах и зависят от способа соединения обмоток трансформатора. В матричной форме топологические уравнения записываются с помощью соответствую-

щих матриц соединений обмоток (рис. 2).



Рис. 2. Схемы соединения и параметры режима обмоток трансформатора Y/Δ-11 с глухозаземленной нейтралью.

Для трехфазного двухобмоточного трансформатора со схемой и группой соединения обмоток Y/Δ-11 и с глухозаземленной нейтралью (рис. 2) топологические уравнения имеют вид:

$$\begin{bmatrix} I_{A1} \\ I_{B1} \\ I_{C1} \\ I_{N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_{A1} \\ J_{B1} \\ J_{C1} \end{bmatrix}; \qquad \begin{bmatrix} V_{A1} \\ V_{B1} \\ V_{C1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{A1} \\ U_{B1} \\ U_{C1} \end{bmatrix}$$
, (4)
$$\begin{bmatrix} I_{A2} \\ I_{B2} \\ I_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_{a2} \\ J_{b2} \\ J_{c2} \end{bmatrix}; \qquad \begin{bmatrix} V_{A2} \\ V_{B2} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{a2} \\ U_{b2} \\ U_{c2} \end{bmatrix}$$

где [I], [U] – векторы токов напряжений на внешних зажимах; [J], [V] – векторы токов и напряжений в обмотках трансформатора.

Компонентные (3) и топологические (4) уравнения являются основой для формирования математической модели трансформатора *Yo*/ Δ -11. На их основе процедура формирования модели может быть формализована следующим образом.

Умножив первое и второе уравнения (3) на соответствующую матрицу соединений обмоток, подставив вместо напряжений обмоток [V₁], [V2] их выражения через напряжения на внешних зажимах (4)

ISSN 2079-3944. Bichuk HTY "XIII". 2012. №28

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & J_{A} \\ 0 & 1 & 0 & J_{B} \\ 0 & 0 & 1 & J_{G} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & Y_{1} \\ 0 & 1 & 0 & V_{1} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & U_{A} \\ Y_{1} & 0 & 0 & U_{B} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & U_{A} \\ U_{B} \\ U_{G} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & U_{A} \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_{12} & & & & & \\ -1 & 0 & 1 & U_{22} \\ 0 & -1 & 1 & U_{22} \\ U_{C2} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & V_{21} \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & V_{21} \\ Y_{21} \\ V_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & U_{A} \\ 0 & 1 & 0 & U_{A} \\ 0 & 1 & 0 & U_{A} \\ 0 & 1 & 0 & U_{A} \end{bmatrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & V_{2} \\ 0 & 1 & -1 & V_{2} \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_{2} & & & & \\ Y_{2} & V_{2} \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & U_{22} \\ U_{22} \end{bmatrix}$$

и, выполнив перемножение матриц, получим

$$\begin{bmatrix} I_{A1} \\ I_{B1} \\ I_{C1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_1 & 0 & 0 \\ 0 & Y_1 & 0 \\ 0 & 0 & Y_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{A1} \\ U_{B1} \\ U_{C1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Y_{12} & 0 & -Y_{12} \\ -Y_{12} & Y_{12} & 0 \\ 0 & -Y_{12} & Y_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{A2} \\ U_{B2} \\ U_{C2} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} I_{A2} \\ I_{B2} \\ I_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{21} & -Y_{21} & 0 \\ 0 & Y_{21} & -Y_{21} \\ -Y_{21} & 0 & Y_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{A1} \\ U_{B1} \\ U_{C1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2Y_2 & -Y_2 & -Y_2 \\ -Y_2 & 2Y_2 & -Y_2 \\ -Y_2 & -Y_2 & 2Y_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{A2} \\ U_{B2} \\ U_{C2} \end{bmatrix}$$
(5)

Уравнения (5) отражают связь между токами и напряжениями обмоток фаз ВН и НН и используются в [2] в качестве математической модели трансформатора $Y_0/\Delta - 11$ в фазных координатах в стационарных несимметричных режимах. Они, как и уравнения других элементов в [2], представлены в унифицированной форме, удобной для включения в модель системы – разрешены относительно токов, отражают зависимости между токами и напряжениями фаз на внешних зажимах, матрицы параметров сформированы в виде блоков размером 3×3 .

Формирование уравнений трансформаторов с другими схемами соединения обмоток выполняется по этому же алгоритму и отличается только тем, что используются соответствующие топологические уравнения (матрицы соединений обмоток) и при необходимости выполняются дополнительные операции по приведению уравнений к унифицированному виду.

Так, для трехфазного двухобмоточного трансформатора со схемой и группой соединений обмоток $Y/\Delta - 11$ и изолированной нейтра-

ISSN 2079-3944. Bichuk HTY "XIII". 2012. №28

лью топологические уравнения имеют вид:

$$\begin{bmatrix} I_{A1} \\ I_{B1} \\ I_{C1} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_{A1} \\ J_{B1} \\ J_{C1} \end{bmatrix}; \qquad \begin{bmatrix} V_{A1} \\ V_{B1} \\ V_{C1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{A1} \\ U_{B1} \\ U_{C1} \\ U_{N} \end{bmatrix}$$
(6)
$$\begin{bmatrix} I_{A2} \\ I_{B2} \\ I_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_{a2} \\ J_{b2} \\ J_{c2} \end{bmatrix}; \qquad \begin{bmatrix} V_{A2} \\ V_{B2} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{a2} \\ U_{b2} \\ U_{c2} \end{bmatrix}$$

Если, аналогично предыдущему, умножить первое и второе компонентные уравнения (4) на соответствующую матрицу соединения обмоток, подставить вместо напряжений обмоток $[V_1], [V_2]$ их выражения через напряжения на внешних зажимах и выполнить перемножение матриц, то получим

$$\begin{bmatrix} I_{A1} \\ I_{B1} \\ I_{C1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_1 & 0 & 0 \\ 0 & Y_1 & 0 \\ 0 & 0 & Y_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{Ai} - U_N \\ U_{Bi} - U_N \\ U_{Ci} - U_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Y_{12} & 0 & -Y_{12} \\ -Y_{12} & Y_{12} & 0 \\ 0 & -Y_{12} & Y_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{A2} \\ U_{B2} \\ U_{C2} \end{bmatrix}$$
(7)
$$\begin{bmatrix} I_{A2} \\ I_{B2} \\ I_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{21} & -Y_{21} & 0 \\ 0 & Y_{21} & -Y_{21} \\ -Y_{21} & 0 & Y_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{Ai} - U_N \\ U_{Bi} - U_N \\ U_{Ci} - U_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2Y_2 & -Y_2 & -Y_2 \\ -Y_2 & 2Y_{21} & -Y_2 \\ -Y_2 & -Y_2 & 2Y_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{A2} \\ U_{B2} \\ U_{B2} \\ U_{C2} \end{bmatrix}$$

Напряжение на нейтрали трансформатора U_N можно исключить. Для этого достаточно в уравнении $J_{A1} + J_{B1} + J_{C1} = 0$ заменить токи обмоток через напряжения в соответствии с компонентными уравнениями.

 $Y_1(U_{A1}-U_N)+Y_{12}V_{A2}+Y_1(U_{B1}-U_N)+Y_{12}V_{B2}+Y_1(U_{C1}-U_N)+Y_{12}V_{C2}=0$ Сгруппировав члены уравнения с учетом того, что $(V_{A2}+V_{B2}+V_{C2})=0$, получим

$$U_N = \frac{1}{3} \left(U_{A1} + U_{B1} + U_{C1} \right) \tag{8}$$

Выразив U_N через напряжения фаз и, подставляя (8) в уравнения (7), получим окончательно уравнения в фазных координатах трансформатора $Y/\Delta - 11$ с изолированной нейтралью в унифицированной форме:

$$\begin{bmatrix} I_{A1} \\ I_{B1} \\ I_{C1} \end{bmatrix} = \frac{Y_1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{A1} \\ U_{B1} \\ U_{C1} \end{bmatrix} + Y_{12} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{A2} \\ U_{B2} \\ U_{C2} \end{bmatrix};$$

$$\begin{bmatrix} I_{A2} \\ I_{B2} \\ I_{C2} \end{bmatrix} = Y_{21} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{A1} \\ U_{B1} \\ U_{C1} \end{bmatrix} + Y_{2} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{A2} \\ U_{C2} \end{bmatrix}.$$
(9)

Для трехфазного двухобмоточного трансформатора $Y/\Delta - 11$ с сопротивлением Z_N в нейтрали компонентные и топологические уравнения имеют тот же вид, что и в предыдущем случае, с тем лишь отличием, что уравнение баланса токов для средней точки обмотки, соединенной в звезду, имеет вид $J_{A1} + J_{B1} + J_C + J_N = 0$, а ток в нейтрали $J_N = U_N/Z_N$. Выразив токи обмоток через напряжения

 $Y_1(U_{A1}-U_N)+Y_{12}V_{A2}+Y_1(U_{B1}-U_N)+Y_{12}V_{B2}+\hat{Y_1}(U_{C1}-U_N)+Y_{12}V_{C2}-Y_NU_N=0,$ получим

$$U_{N} = \frac{Y_{1}}{3Y_{1} + Y_{N}} \left(U_{A_{1}} + U_{B_{1}} + U_{C_{1}} \right) = \frac{Z_{N}}{Z_{1} + 3Z_{N} 3} \left(U_{A_{1}} + U_{B_{1}} + U_{C_{1}} \right) =$$

$$= 3Z_{N} \frac{U^{(0)}}{Z_{1} + 3Z_{N}} 3Z_{N} = 3Z_{N} I^{(0)}.$$
(10)

Подставляя (10) в (9), с учетом обозначений

$$k_N = \frac{Y_1}{3Y_1 + Y_N} = \frac{Z_N}{Z_1 + 3Z_N}$$

получим окончательно уравнения в фазных координатах трансформатора $Y/\Delta - 11$ с сопротивлением Z_N в нейтрали, представленные также унифицированном виде:

$$\begin{bmatrix} I_{A1} \\ I_{B1} \\ I_{C1} \end{bmatrix} = Y_{1} \begin{bmatrix} (1-k_{N}) & -k_{N} & -k_{N} \\ -k_{N} & (1-k_{N}) & -k_{N} \\ -k_{N} & -k_{N} & (1-k_{N}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{A1} \\ U_{B1} \\ U_{C1} \end{bmatrix} + Y_{12} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{A2} \\ U_{B2} \\ U_{C2} \end{bmatrix};$$
(11)
$$\begin{bmatrix} I_{A2} \\ I_{B2} \\ I_{C2} \end{bmatrix} = Y_{21} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{A1} \\ U_{B1} \\ U_{C1} \end{bmatrix} + Y_{2} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{A2} \\ U_{B2} \\ U_{C2} \end{bmatrix}.$$

Формирование уравнений для трансформаторов с другими схемами соединения обмоток отличается лишь тем, что используются матрицы соединений [C], соответствующие этим схемам.

Выводы.

1.Использование для моделирования аварийных и эксплуатационных несимметричных режимов уравнений в фазных координатах позволяет естественным образом отразить все виды несимметрии в матрицах параметров соответствующих элементов.

2. Переход на уровень трехфазных многополюсников, представление уравнений элементов в унифицированной форме (преобразование уравнений с разными схемами соединения обмоток и режимом нейтрали, использование соответствующих уравнений в фазных координатах) позволяет сократить разнообразие форм записи уравнений элементов сети и обеспечить формализацию и алгоритмизацию формирования обобщенной базовой модели, не ограничивая ее возможностей.

Список литературы. 1. Щербина Ю. В. Представление трансформаторов электрических сетей схемами замещения без трансформирующих элементов / Ю.В. Щербина, А.И. Фраткин, О.В. Холодова // Вестник Киевского политехн. ин-та. Электроэнергетика. – 1981. – № 18. 2. Веприк Ю.Н. Задача математического моделирования стационарных режимов электрических систем в обобщенной постановке / Ю.Н. Веприк // Электротехника и электромеханика. – 2010. – № 3. – С. 59-61. 3. Лосев С. Б. Вычисление электрических величин в несимметричных режимах работы электрических систем / С.Б. Лосев, А.Б. Чернин // М.: Энергоатомиздат, 1983. – 528 с. 4. Коротков Б.А. Алгоритмы имитационного моделирования переходных процессов в электрических системах / Б.А. Коротков, В.Н. Попков // Л.: 1987. – 280 с.

> Поступила в редколлегию 28.03.2012 Рецензент д.т.н., проф. Лупиков В.С.

УДК 621.316.5

О.Г. ВОЛКОВА, ассистент, ЗНТУ, Запорожье *В.С. ЛУПИКОВ*, д-р техн. наук., проф., зав. каф., НТУ "ХПИ", Харьков *Е.И. БАЙДА*, канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПИ", Харьков

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ УСИЛИЯ СЖАТИЯ НА ПЕРЕХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ РАЗРЫВНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОНТАКТОВ

Features of transitive resistance in breaking electric contacts depending on the push force vector are investigated. It is established, that the tangential component of the force at compressed contacts reduces their transitive resistance without essential increase of the force.

Исследованы особенности переходного сопротивления разрывных электрических контактов в зависимости от вектора силы сжатия. Установлено, что приложение касательно направленного усилия к поверхностям сжатых контактов снижает их переходное сопротивление без существенного увеличения силы сжатия.

Досліджено особливості перехідного опору розривних електричних контактів залежно від вектора сили стискування. Встановлено, що додаток зусилля, спрямованого вздовж поверхонь стислих контактів, знижує їх перехідний опір без істотного збільшення сили стискування.

Введение. Сила сжатия (нажатия) является одним из основных факторов, влияющим на характер контактного сопротивления [1]. Недостаточная сила контактного нажатия приводит к увеличению переходного контактного сопротивления и, в отдельных случаях, прерыванию протекания тока через контакты. Экспериментально установлено, что с уменьшением силы нажатия в два раза переходное сопротивление контактов может увеличиться в четыре и более раз в зависимости от их размеров. При увеличении силы нажатия переходное сопротивление уменьшается, поскольку возрастает суммарная площадь площадок проводимости (*p*-пятен) на контактных поверхностях. Другими важными факторами, влияющими на переходное сопротивление контактов, являются свойства материалов контактов и параметры контактных поверхностей. В работе [2] приведена эмпирическая зависимость переходного сопротивления как функции силы нажатия, а роль

других факторов учитывается поправочными коэффициентами:

$$R = \frac{k(1 + 2\alpha T / 3)}{(0, 1 \cdot F)^m},$$
(1)

где R – переходное сопротивление контактов; α – температурный коэффициент сопротивления, 1/°С; T – температура нагрева контактов, °С; F – сила контактного нажатия, H; k, m – коэффициенты, учитывающие свойства материалов контактов и параметры их поверхностей.

Соотношение (1) позволяет учесть дополнительные факторы, например, поверхностные пленки, с помощью поправочных коэффициентов. При заданном материале основным способом уменьшения переходного сопротивления является увеличение силы контактного нажатия. Однако, для большинства коммутационных электрических аппаратов с разрывными контактами (РК) такой способ уменьшения контактного сопротивления имеет ограниченное применение. При увеличении силы нажатия РК требуется увеличение нагрузок в элементах привода контактов. Это может привести к механическому разрушению контактов, увеличивает трение в подвижных сопряжениях, существенно снижает быстродействие механизма коммутации и в конечном итоге надежность электрического аппарата. Поэтому при проектировании коммутационных электрических аппаратов одной из важнейших является задача выбора оптимальной силы нажатия контактов с учетом конструктивных возможностей механизмов и надежности работы контактного соединения. В известных методиках для определения фактической площади контактов вектор силы контактного нажатия рассматривался однокомпонентным, содержащим только одну составляющую, направленную нормально к поверхности замкнутых контактов. Другие (касательные) компоненты этого вектора не учитываются.

В этой связи представляет интерес исследование процессов на реальных площадках замкнутых контактов в условиях, когда вектор силы нажатия кроме нормальной имеет и касательную компоненту. При этом дополнительно предполагается, что величина этой касательной силы не превышает силы трения покоя на поверхностях площадок контактов, что обеспечивает стабильность их состояния.

Цель работы – исследование контактов в условиях, когда вектор силы нажатия контактов кроме нормальной компоненты имеет касательную компоненту, величина которой не превышающим силу трения покоя сжатых поверхностей этих контактов.

Теоретические положения. При моделировании в данной работе принято, что вектор силы F имеет нормальную F_n и касательную F_t

компоненты и приложен в точке соприкосновения контактов *P* (рис. 1). Обозначения на схеме на рис. 1: НК, ПК – неподвижный и подвижный контакты электрического аппарата; *u* – вектор перемещения подвижного контакта. Принимая во внимание небольшую величи-



Рис. 1. Расчетная модель контактов.

ну объема области деформации металлических поверхностей контактов в качестве допущений принято, что контакты имеют цилиндрическую форму, в зоне контактного взаимодействия происходит их упругопластическая деформация. Для численного моделирования использованы характеристи-

ки главных контактов контактора РПН типа КНОА 110/1000, в частности, сила сжатия контактов равна 500 Н.

При действии нормальной составляющей силы F_n площадка единичного контакта представляет круговую область радиуса r_0 [1-3]:

$$r_0 = \sqrt{\frac{F_n}{\pi H V}} \,, \tag{2}$$

где *HV* – твердость контактного материала по Виккерсу.

Последующие приложение касательной составляющей силы F_t к сжатым поверхностям деформирует эту площадку, растягивая ее в направлении касательной силы. Рост площади фактического контакта микронеровности при наличии касательной силы объясняется превышением напряжения в контактном материале предела текучести [4]:

$$p_n^2 + \alpha^2 p_t^2 \ge p^2, \qquad (3)$$

где p_n , p_t – напряжение на пятне контакта в нормальном и касательном нормальном направлениях ; α – постоянная, зависящая от пластичности контактного материала; p – предел текучести материала.

При отсутствии касательной составляющей силы F_k давление на пятне контакта достигает предела текучести $p_n = p$ и площадь единичного контакта A_0 пропорциональна нормальной составляющей силы

$$A_0 = \frac{K_i F_n}{p_n},\tag{4}$$

где K_i – коэффициент пропорциональности, характеризующий часть силы, действующей на единичную площадку.

При приложении касательного усилия пластическая деформация контактного материала увеличиваться, как видно из соотношения (3), поскольку полное напряжение все еще соответствует случаю пластического течения контактного материала. Это возможно, если нормальное напряжение p_n будет уменьшаться при приложении касательного напряжения p_t , т.е. при росте площади единичного контакта:

$$A_1 = A_0 \left(1 + \alpha \left(\frac{F_t}{F_n} \right)^2 \right)^{0.5}.$$
 (5)

Круглая форма площадки контакта при этом трансформируется, в форму эллипса, главные полуоси которого пропорциональны компонентам вектора силы.

Теоретически, рост площади пятна единичного контакта может быть ограничен только пределом прочности на срез поверхностного слоя контактного материала. Как видно из соотношения (5), для чистых металлических поверхностей воздействие касательной силы, не превышающей 0,1 нормальной составляющей может дополнительно увеличивать площадь единичного контакта [4]. В реальных условиях можно ожидать уменьшение этой приближенной оценки. Таким образом, при наличии касательной составляющей вектора силы площадь фактического контакта увеличивается, что ведет к увеличения проводимости контактных соединений без роста силы сжатия.

В соответствии с теорией упругости, деформация контактной поверхности в статическом режиме без учета внутренних напряжений можно представить в следующем виде [5, 6]:

$$\nabla \left(\left(\lambda + G \right) \cdot div \left(\vec{\mathbf{u}} \right) \right) + \nabla \left(G \cdot \nabla \vec{\mathbf{u}} \right) = 0; \qquad (6)$$
$$\lambda = \frac{\mu E}{(1+\mu)(1-2\mu)}; \quad G = \frac{1}{2(1+\mu)},$$

где μ – коэффициент Пуассона; *E* – модуль упругости первого рода; \vec{u} – двухмерный вектор перемещений.

Особенностью расчета уравнения (6) является необходимость учитывать пластические деформации, возникающие в месте контакта. Более упрощенно можно записать

$$\frac{\partial}{\partial x} \cdot \left(\left(\lambda + G \right) \cdot \left(\frac{\partial u_x}{\partial x} + \frac{\partial u_y}{\partial y} \right) \right) + \frac{\partial}{\partial x} \cdot \left(G \cdot \frac{\partial u_x}{\partial x} \right) = 0; \quad (7)$$

$$\frac{\partial}{\partial y} \cdot \left(\left(\lambda + G \right) \cdot \left(\frac{\partial u_x}{\partial x} + \frac{\partial u_y}{\partial y} \right) \right) + \frac{\partial}{\partial y} \cdot \left(G \cdot \frac{\partial u_y}{\partial x} \right) = 0$$

где $\frac{\partial u_x}{\partial x} + \frac{\partial u_y}{\partial y}$ –относительное удлинения; u_x, u_y – компоненты век-

тора перемещения.

Для аналитического описания деформации использована билинейная аппроксимация зависимости напряжений о от относительного удлинения є. Коэффициент Пуассона используется в теории деформации твердых тел и равен отношению относительного поперечного сжатия материала к его относительному продольному удлинению [4].

Излом характеристики соответствует относительному удлинению ε_s , при котором происходит смятие контактного материала (рис. 2).

Моделирование процессов на контактах. Моделирование проводилось с использованием пакета расчетных программ Comsol Multiphysics для двух вариантов приложения вектора силы к контактам: 1 – приложение нормальной компоненты вектора силы; 2 – приложение нормальной компонент вектора силы, причем последняя



Рис. 2. Билинейная аппроксимация $\sigma = f(\varepsilon)$.

по величине не превышает 10% нормальной компоненты [7]. При моделировании использовалось значение силы в относительных единицах, приведенных к максимальной величине нормальной компоненты силы, равной 500H:

$$Parameter = F_n / 500.$$
 (8)

Касательное усилие принято равным $F_t = 0,1 F_n$.

В качестве характеристик моделирования рассматривались зависимости от этого параметра длины A линии площадки контакта, переходное сопротивление R, распределение деформации и давления на поверхности контактов. В процессе расчета определялись линейные размеры зоны контакта (линии контакта A_1 и A_2 соответственно для первого и второго вариантов приложения силы), а его площадь Q определялась как произведение длины линии контакта на его ширину – 50 мм. Результаты расчета сведены в табл. 1 и представлены в виде графиков на рис. 3.

Размер	Parameter									
ЗОНЫ контакта	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
коптакта										
<i>А</i> ₁ ·10 ⁻⁴ , м	0,40	0,80	1,05	1,25	1,38	1,43	1,55	1,75	1,98	2,00
<i>А</i> ₂ ·10 ⁻⁴ ,м	1,57	1,76	1,85	2,14	2,37	2,43	2,61	2,75	2,82	2,90

Таблица 1 – Расчетные данные длины линии контакта в зависимости от величины параметра

Анализ графиков показывает, что касательное усилие значительно увеличивает размеры линии контакта, особенно при малых величинах нормального усилия.

Упрощенные степенные зависимости длины площадки контакта от относительной величины силы (x = Parameter) получены по данным табл. 1 методом наименьших квадратов:



$$A_1 = 2,1 \cdot 10^{-4} \cdot x^{0,66}$$
 m; $A_2 = 2,86 \cdot 10^{-4} \cdot x^{0,29}$ m. (9)

Рис. 3. Зависимость длины линии контакта для двух вариантов воздействия силы.

Оценка переходного сопротивления получена из условия, что площадка представлена эквивалентным по площади Q кругом радиуса

$$r_i = \sqrt{A_i \cdot 50 \cdot 10^{-3} / \pi} , \qquad (10)$$

где i – номер варианта, i = 1, 2.

С учетом (5), (6) определяются величины R_i переходного сопротивления для двух вариантов:

$$R_i = 2 \cdot 10^{-8} / (2 \cdot r_i) \qquad (i = 1, 2). \tag{11}$$

Расчетные зависимости переходного сопротивления от относительной величины силы представлены в виде графиков на рис. 4.

Результаты расчета деформации (2) и давления представлены в виде эпюр напряжений в центральном сечении цилиндрических контактов (рис. 5-8). Подвижный контакт выделен утолщенными линиями.



Рис. 4. Характеристики переходного сопротивления контакта для двух вариантов воздействия силы.

Как видно на рис. 5, наличие касательной компоненты силы приводит к смещению изолиний напряжений деформации в направлении этой силы. Сравнение графиков давления на рис. 6 и 7 подтверждают теоретическое положение об увеличении области контактного давления, от $2,5 \cdot 10^{-4}$ мм до $5,0 \cdot 10^{-4}$ мм.

Учитывая, что предел смятия материала медных контактов составляет $2 \cdot 10^8$ Па, на рис. 8 видно, что максимальное контактное давление при дополнительном приложении касательного усилия к замкнутым контактам увеличивает размер зоны их пластической деформации. Согласно утверждениям Р. Хольма, в этих областях гарантировано образование металлического контакта с разрушением поверхностных пленок. Периферийные зоны контактной поверхности относятся к зонам упругой деформации и являются основными очагами переходного сопротивления и контактного нагрева. Таким образом, площадь контакта увеличивается без существенного увеличения силы сжатия и, соответственно, уменьшается переходное сопротивление контактов.



Рис. 5. Изолинии напряжений деформации при нормальном сжатии контактов.



Рис. 6. Изолинии напряжений деформации при нормальном сжатии контактов и наличии касательной компоненты силы.



Рис. 7. Распределение давления на контактной поверхности при нормальным сжатии контактов.



Рис. 8. Распределение давления на контактной поверхности при действии нормальной и касательной сил.

Выводы. 1. Предложен метод оценки контактного сопротивления на основе численного моделирования. При этом площадка контакта представляется в виде эллипса, полуоси которого пропорциональны компонентам вектора силы, действующей на контакты, соответственно, нормальной и касательной.

2. Установлено, что наличие дополнительной касательной компоненты силы сжатия приводит к уменьшению переходного сопротивления. Наибольший эффект наблюдается в области небольших нормальных усилий. При величине дополнительного касательного усилия 0,1 от нормального, переходное сопротивление уменьшается в два раза.

3. Получены численные оценки увеличения области контактного сжатия единичной площадки от 2,5·10⁻⁴ мм до 5,0·10⁻⁴ мм при приложении дополнительного касательного усилия величиной 0,1 от нормальной составляющей силы нажатия.

Список литературы: 1. Мышкин Н.К. Электрические контакты / Мышкин Н.К., Кончиц В.В., Браунович М. – Долгопрудный : Интеллект, 2008. – 560 с. 2. Таев И.С, Электрические контакты и дугогасительные устройства / И.С. Таев. – М. : Энергия, 1973. – 424 с. 3. Залесский А.М. Тепловые расчеты электрических аппаратов / А.М. Залесский, Г.А. Кукеков. – Л. : Энергия, 1967. – 380 с. 4. Мур Д. Основы и применения триботехники / Д. Мур. – М. : Мир, 1978. – 488 с. 5. Френкель Я.И. Курс теоретической механики / Я.И. Френкель. – Ленинград: Типография "Красный печатник", 1939. – 386 с.6. Тищенко С.П. Теория упругости: Теория упругости / Тищенко С.П., Гудьер. Дж.; Пер. с англ. под ред. Г.С. Шапиро. – М.: Наука, 1979 – 560 с. 7. Волкова О.Г. Влияние усилия замыкания разрывных контактов на переходное сопротивление / О.Г. Волкова // Електротехніка і Електромеханіка. Сер.: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2011. – №2. – С. 25-26.

> Поступила в редколегію 17.05.2012. Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.

УДК 681.58: 681.32

Р.Ю. КУЗЬМЕНКО, спеціаліст, НТУ "ХПІ", Харків *Ю.С. ГРИЩУК*, канд. техн. наук, проф., НТУ "ХПІ", Харків

АВТОМАТИЗАЦІЯ ДОСЛІДЖЕНЬ ЕЛЕКТРОПЛИТ

The block diagram and algorithm of electric stoves testing are developed for automation the process. The base microcontroller for carrying out the testing is chosen.

Разработана структурная схема для автоматизации исследования электроплит. Выбран базовый микроконтроллер для проведения исследований. Разработан алгоритм работы схемы для исследования режимов работы электроплиты.

Розроблено структурна схема для автоматизації дослідження електроплит. Вибраний базовий мікроконтролер для проведення досліджень. Розроблений алгоритм роботи схеми для дослідження режимів роботи електроплити.

Вступ. У наш час існує багато електропобутових приладів для приготування їжі, мікрохвильові печі, тостери, ростери, електричні сковорідки, електричні каструлі, електроплити. Асортимент цих приладів постійно розширюється. В останній час виготовленні прилади які дозволяють здійснювати найрізноманітніші технологічні процеси приготування їжі.

Найбільш універсальним приладом для приготування їжі є електроплита, яка являє собою стаціонарно встановлений прилад, оснащений конфорками і духовою шафою. На конфорках здійснюється приготування їжі у над плитному посуді, в духовій електрошафі — випічка борошняних виробів, смаження й тушкування овочів та м'яса.

Метою даної роботи є проведення огляду та аналізу існуючих конструкцій побутових електроплит і проведення розрахунку нагрівного елементу з метою проектування та розробки електроплити з покращеними технічними характеристиками.

Структурна схема. Покращення надійності побутової електроплити потребує дослідження параметрів роботи нагрівальних елементів, що входять до її складу. Автоматизація досліджень електроплит може бути виконана за допомогою стенду, розробленого на базі сучасного мікроконтролера (МК).

Для автоматизації досліджень електроплит та інших нагрівальних приладів пропонується структурна схема на базі мікроконтролера КМ 1816BE51, яка зображена на рис. 1. Восьмирозрядний високопродук-



Рис. 1. Структурна схема для автоматизації дослідження електроплит.

тивний однокристальний мікроконтро-KM1816BE51 лер виконаний за високоякісною n-MOП технологією є програмно сумісним з іншими мікроконтролерами сімейства MCS-51 [1-6]. Продуктивність вибраного мікроконролера є достатньою для виконання поставленої залачі. Контрольовані параметри електроплит мо-

жна змінювати, тим самим розширювати межі використання тестового стенда.

Дана схема включає:

датчики контрольованих параметрів (температури конфорок)
 Д1-Д3;

- нормуючі підсилювачі П1-П3;

- комутатор аналогових сигналів типу КР 590 КИ6;

- аналого-цифровий перетворювач типу К1113 ПВ1;

– мікроконтролер, що містить вбудований генератор тактових сигналів, пам'ять команд, ОЗП, вбудовані три порти і послідовний канал зв'язку;

- компаратори К1-К3 типу К554 СА3, виходи яких по "або" об'єднані вихідними керуючими сигналами мікроконтролера;

 пристрої узгодження і обміну ПУО1-ПУОЗ, які включають виконавчі пристрої силової установки, які задають режим випробування або досліджень.

Через послідовний інтерфейс RS232C стенд пов'язаний з ПЕВМ, яка може змінювати режими випробувань або досліджень, а також приймати, запам'ятовувати, відображати і документувати результати випробувань або досліджень.

До досліджуваного об'єкту підключені відповідні датчики. Датчики контрольованих параметрів Д1-Д3 є перетворювачами температури конфорок в напругу. Нормуючі підсилювачі погоджують вихідну напругу датчиків з необхідним вхідним сигналом АЦП 0-10 В і забезпечують низький вихідний опір.

Комутатор аналогових сигналів перемикає один з входів на вихід залежно від керуючого коду, що поступив від мікроконтролера.

АЦП є швидкодіючим десятирозрядним перетворювачем вхідної напруги в паралельний двійковий код. Запуск перетворювача проводиться мікроконтролером, закінчення перетворення викликає сигнал готовності, який є командою для зчитування даних.

Мікроконтролер, відповідно до заданої програми, управляє процесом досліджень або випробувань шляхом із заданою періодичністю датчиків Д1–Д3 відповідно до алгоритму управління. Вихідні сигнали датчиків унаслідок їх різної фізичної природи можуть потребувати посилення і проміжного перетворення на АЦП або схемах формувачів сигналів, які найчастіше виконують функції гальванічної розв'язки і формування рівнів двійкових сигналів стандарту ТТЛ. Компаратори К1–К3 є паралельним апаратним контуром для захисту від аварійних режимів. ПУО1–ПУОЗ є підсилювачами потужності, які управляють виконавчими пристроями силової установки.

У якості датчиків температури можуть використовуватися термопари. Наприклад, хромель-алюмельові термопари, які відрізняються невисокою вартістю, призначені для вимірювання температури в діапазоні від -270 $^{\circ}$ C до +1372 $^{\circ}$ C. Чутливість цих термопар складає 41 мкВ/ $^{\circ}$ C.

Алгоритм роботи. Блок-схема алгоритму наведено на рис. 2. Для проведення досліджень на початку приводимо стенд у початковий стан. Далі занулюємо лічильник номеру датчика. Підключаємо датчик температури нагрівного елемента. Вмикаємо аналоговий комутатор.

Далі на АЦП подається сигнал запуску, після зчитування і перетворення сигналу датчика, АЦП посилає сигнал готовності на мікроконтролер. Дані прийняті з датчика видаються зовнішньому пристрою через універсальний асинхронний приймач-передавач (УАПП) персональному комп'ютеру для подальшого зберігання та обробки.

Після цього програма аналогічно тому, як знімались дані з датчика температури нагрівного елемента, зчитує дані з датчиків температури корпусу і приміщення.



Рис. 2. Алгоритм роботи схеми автоматизації керування дослідженнями режимів роботи електроконвектора.

Висновок. Розроблена структурна схема і алгоритм дозволяють автоматизувати керування процесом випробувань і досліджень електроконвекторів, суттєво скоротити терміни і витрати на їх проведення, підвищити точність отримуваних результатів та проводити їх подальшу комп'ютерну обробку і документування.

Список літератури: 1. Грищук Ю.С. Мікропроцесорні пристрої: Навчальний посібник. – Харків: НТУ "ХПІ", 2008. – 348 с. 2. Сташин В.В., Урусов А.В., Мологонцева О.Ф. Проектирование цифровых устройств на однокристальных микроконтроллерах. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 224 с. 3 Середа О.Г. Безконтактні елементи автоматики в електропобутовій техніці: навчальний посібник. – С32.: Харків: НТУ "ХПІ", 2008. – 224 с. 4. ГОСТ 14919-83. Электроплиты, электроплитки и жарочные электрошкафы бытовые. Общие технические условия. – Введен 01.07.84. 5. Щелкунов Н.Н., Дианов А.П. Микропроцессорные средства и системы. – М.: Радио и связь, 1989. – 189 с. 6. Ахметов Р.Р., Бакин А.Д., Кабанов Н.Д. Однокристальные промышленные микроконтроллеры // Мир ПК. – 1993. – № 10. – С. 31-37.

Надійшла до редколлегії 26.04.2012 Рецензент д.т.н., проф. Лупіков В.С.

УДК 621.3.013

В.В. ЛИТВИНЕНКО, ас. НТУ "ХПИ", Харьков **А.Г. СЕРЕДА**, канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПИ", Харьков **Л.С. КОЗАР**, магистр, НТУ "ХПИ", Харьков **В.В. МОРГУН**, студент, НТУ "ХПИ", Харьков

ТЕПЛОВИЙ РОЗРАХУНОК СТРУМОВЕДУЧОЇ ЧАСТИНИ АВТОМАТИЧНОГО ВИМИКАЧА

A technique of temperature computations in automatic switches current conductors is developed. A mathematical modeling is got up and its results used for modernizing of the base automatic switch. It rise nominal current value in the automatic switch without changes of its main sizes.

Приведена методика теплового расчета токопровода автоматического выключателя. Результаты расчета дают возможность модернизации базовой конструкции выключателя за счет повышения величины номинального тока без изменения базовых габаритных размеров.

Приведено методику теплового розрахунку струмопроводу автоматичного вимикача. Результати розрахунку дають можливість модернізації базової конструкції вимикача за рахунок підвищення величини номінального струму без зміни базових габаритних розмірів.

Вступ. У більшості випадків конструкції струмопроводів сучасних автоматичних вимикачів розробляються з запасом по температурі. При цьому намагаються забезпечити протікання аварійних струмів без перевищення температури струмопроводів. Сучасні тенденції в електроапаратобудуванні спрямовані на енерго- та ресурсозбереження. В зв'язку з цим актуальним стає раціональне конструювання струмопроводів, в тому числі за рахунок обмеження запасу по температурі. Цьому сприяє і те, що в сучасних автоматичних вимикачах намагаються скоротити час протікання аварійних струмів, наприклад, за рахунок підвищення їх швидкодії.

Мета роботи – розробити методику теплового розрахунку струмоведучої частини автоматичного вимикача, яка дозволяє ефективно розрахувати розподіл температури вздовж струмопроводу при протіканні електричного струму.

Постановка задачі. Основна частина електроенергії, що виробляється на стороні низької напруги комутується й розподіляється між споживачами за допомогою автоматичних вимикачів. Струмоведуча чистина автоматичного вимикача повинна пропускати номінальний струм протягом тривалого часу не перегріваючись. Струмопровід автоматичного вимикача представлено на рисунку 1. Позначення елементів: 1 – ввід; 2 – нерухомий контактоутримувач; 3 – головні контакти; 4 – рухомий контактоутримувач; 5 – гнучке з'єднання; 6 – термобіметалевий розчеплювач; 7 – термобіметалева пластина; 8 – шунт; 9 – вивід.



Рис. 1. Струмопровід автоматичного вимикача.

Постійне підвищення вимог до зниження матеріалоємності, трудомісткості й експлуатації автоматичних вимикачів диктують необхідність створення принципово нових і модернізації вже існуючих конструкцій у напрямку скорочення матеріальних, трудових і енергетичних витрат при розробці, виробництві й експлуатації. В результаті аналізу матеріалоємності автоматичного вимикача й розгляду протоколів типових і кваліфікаційних випробувань було встановлено, що автоматичний вимикач типу BA51-39 на номінальний струм 630 A має запас з нагріву й зносостійкості. Тому актуальною вважається задача підвищення номінального струму вимикача до 800 A зі збереженням базових габаритів.

Спрощення. При розрахунках використовуємо спрощення:

1.Коефіцієнт теплопровідності. У тривалому режимі роботи очікувана температура нагріву мідного струмопроводу коливається в діапазоні 70÷100°С. Користуючись даними Бюро стандартів США [1], абсолютна похибка для коефіцієнта теплопровідності мідного струмопроводу складає:

$$\frac{\lambda_{70} - \lambda_{100}}{\lambda_{70}} \cdot 100 = \frac{3,93 - 3,90}{3,90} \cdot 100 = 0,77\%,$$
(1)

де $\lambda_{\vartheta} = \lambda_0 \cdot (1 + \beta \vartheta)$ – коефіцієнт теплопровідності при температурі ϑ , який характеризує властивість проводити тепловий потік; λ_0 – коефіцієнт теплопровідності при $\vartheta = 0$, β – температурний коефіцієнт теплопровідності.

Враховуючи незначну відносну температурну похибку при розра-

хунках приймаємо коефіцієнт теплопровідності постійним:

$$\lambda_{\vartheta} = \lambda_{100} = 3.9 \,\mathrm{Br} / (\mathrm{cm}^{\circ} \,\mathrm{C}) \tag{2}$$

2. Вимірність теплових розрахунків. При нагріванні струмопроводів теплопередача відбувається при двовимірному тепловому потоці $\Phi(x,z)$. Характер таких стаціонарних процесів залежить від геометричих параметрів нагрітого тіла, теплофізичних властивостей середовища, умов теплообміну. Методики розрахунків основані на теорії двовимірних теплових потоків є складними. Тому в роботі використано метод розрахунку одновимірних теплових потоків, який передбачає: незмінну температуру ділянки вздовж перерізу, контактування окремих ділянок струмопроводу відбувається в торцях, для чого струмопровід був трансформований від болтового контактного з'єднання та з'єднання клепкою, пайкою та зварюванням.

3. Ввідний та вивідний струмопроводи вважаються нескінченно довгими шинами.

4. Умови тепловідводу. Передача тепла через неконтактуючу частину торця ділянки струмопроводу в навколишнє середовище шляхом теплопередачі незначна, тому не враховується. Джерело тепла торцевого контакту стягується у лінію та тепловіддачі від нього немає.

5. Геометрія струмопроводу. Ділянки струмопроводу складної конфігурації штучно заміняються на прості прямокутні паралелепіпеди.

6. Паралельні ділянки струмопроводу. Струмоведуча система автоматичних вимикачів має паралельну ділянку шунт-термобіметал. Для спрощення ця ділянка перетворюється на умовну послідовну ділянку "еквівалентний" шунт. За довжину та висоту частини "еквівалентного" шунта візьмемо довжину та висоту реального шунта, а ширину "еквівалентного" шунта визначимо.

Опір термобіметалевої пластини та гнучкого з'єднання:

$$R_{tb} = \rho_{tb} \left(1 + \alpha_{tb} \vartheta_{tb} \right) \frac{l_{tb}}{b_{tb} h_{tb}} + \rho_{gn} \left(1 + \alpha_{gn} \cdot \vartheta_{gn} \right) \frac{l_{gn}}{2b_{gn} h_{gn}}, \qquad (3)$$

де $\rho_{tb} = 17 \cdot 10^{-6}$ – питомий опір термобіметалевої пластини; $\alpha_{tb} = 10^{-3}$ – температурний коефіцієнт опору матеріалу термобіметалевої пластини; $\vartheta_{tb} = 100$ °C – очікувана температура нагріву термобіметалевої пластини; l_{tb}, b_{tb}, h_{tb} – довжина, ширина та висота термобіметалевої пластини; $\rho_{gn} = 1,62 \cdot 10^{-6}$, $\alpha_{gn} = 4,3 \cdot 10^{-3}$ – питомий опір та температурний коефіцієнт опору мідного гнучкого з'єднання;

 $\vartheta_{gn} = 100$; l_{gn}, b_{gn}, h_{gn} – довжина, ширина та висота гнучкого з'єднання. Опір шунта:

$$R_{sh} = 81 \cdot R_{tb} / 719 \,, \tag{4}$$

або

$$R_{sh} = \rho_{sh} \left(1 + \alpha_{sh} \cdot \vartheta_{sh} \right) \frac{l_{sh}}{b_{sh} h_{sh}}.$$
 (5)

Сумарний опір паралельного з'єднання шунт-термобіметал дорівнює:

$$R_{tb\Sigma} = \frac{R_{sh} \cdot R_{tb}}{R_{sh} + R_{tb}}, \qquad (6)$$

де $R_{tb\Sigma}$ – сумарний опір паралельного з'єднання шунт-термобіметал пластини, Ом.

Замінимо паралельне з'єднання шунт-термобіметал на еквівалентну ділянку зроблену з міді.

Ширина b_{eq} такої ділянки:

$$b_{eq} = \frac{\rho_{eq} (1 + \alpha_{eq} \vartheta_{eq}) l_{sh}}{h_{sh} \cdot R_{\Sigma}}, \qquad (7)$$

де $\rho_{eq} = 1,62 \cdot 10^{-6}$, $\alpha_{eq} = 4,3 \cdot 10^{-4}$ – питомий опір та температурний коефіцієнт опору "еквівалентного" шунта; $\vartheta_{eq} = 100 \text{ °C}$ – очікувана температура нагріву шунта.

7. Поверхневий ефект. Явище витіснення струму до країв перерізу провідника, зумовлене дією власного магнітного поля, враховується коефіцієнтом додаткових втрат потужності K_P . В тонких пластинах на низьких частотах поверхневий ефект незначний. Нерухомий контактоутримувач автоматичного вимикача має малий опір та максимальні розміри висоти і ширини у порівнянні з іншими ділянками. Якщо у ньому коефіцієнт K_P незначний, то в інших ділянках він ще менший.

Опір ділянки при протікання постійного струму:

$$R_{=} = \rho_0 \cdot (1 + \alpha \cdot \vartheta) \cdot \frac{l}{h \cdot b} = 5,265 \cdot 10^{-5} , \text{ Om}$$
(8)

де $\rho_0 = 1,62 \cdot 10^{-6}$ Ом·м – питомий електричний опір міді; $\alpha = 4,3 \cdot 10^{-3} \ 1/^{\circ}$ C – температурний коефіцієнт електричного опору; ϑ – очікувана температура нагріву ділянки ($\vartheta = 100^{\circ}$ C); l = 100 м,

h = 8 мм, b = 55 мм – відповідно довжина, висота, ширина ділянки. На промисловій частоті 50 Гц: $K_P = 1,05$.

Відносна похибка для випадку $K_P = 1$ становить:

$$\frac{K_P - 1}{K_P} \cdot 100\% = 3,85\% , \qquad (9)$$

що вважається припустимим. Тому приймаємо $K_P = 1$.

8. Ефект близькості. Нерівномірний розподіл щільності струму по перерізу провідника, зумовлене дією магнітного поля сусідніх провідників приймаємо несуттєвим. Тоді коефіцієнт ефекту близькості $K_B = 1$.

Методика розрахунку. Задачі, що вирішуються на основі загального рівняння теплопровідності розділяють на два класи:

1. Задачі для перехідного процесу. До цього рівняння входять складові: теплопровідність; тепло, що відводиться за рахунок конвекції та випромінювання; тепло, виділення якого зумовлено протіканням струму; тепло, що запасається за рахунок теплоємності.

2. Задачі для стаціонарного процесу, де відсутня складова, яка відповідає за тепло, що запасається за рахунок теплоємності.

Основним законом теплопровідності є закон Фур'є. Згідно до якого кількість тепла (енергія) Q_1 , яка передається від більш нагрітої частини твердого тіла до менш нагрітої частини, яка знаходиться на відстані x від першої, прямо пропорційна різниці температур $\Delta \vartheta$ цих частин, часу t і площі перерізу F, та зворотно пропорційна відстані x. Математично цей закон можна записати у вигляді рівняння:

$$Q_1 = \lambda \cdot \Delta \vartheta \cdot F / x \cdot \Delta t , \qquad (10)$$

де λ – коефіцієнт теплопровідності; $\Delta 9$ – різниця температур; *F* – площа перерізу; *x* – відстань від більш нагрітої частини, м; $\Delta t = t_2 - t_1$ – проміжок часу.

Якщо інтегрувати рівняння (10) в часі та за відстанню, отримаємо диференційне рівняння теплопровідності для провідника перерізом F товщиною dx:

$$dQ_1 = \lambda F \cdot d\vartheta / dx^2 \cdot dt \cdot dx \tag{11}$$

Інакше, кількість тепла, що проходить через пластини в одиницю часу:

$$dQ_{1} = dQ_{1(\vartheta - d\vartheta)} - Q_{1(\vartheta)} = -\lambda F \cdot dt \cdot dx \cdot \left(\frac{d(\vartheta - d\vartheta)}{dx^{2}} - \frac{d\vartheta}{dx^{2}}\right) = \lambda F \frac{d\vartheta^{2}}{dx^{2}} \cdot dt \cdot dx$$
(12)

Тепло, що виділяється при протіканні струму, за законом Джоуля-Ленца пропорційно опору провідника та квадрату струму.

$$Q = c \cdot I^2 R \tag{13}$$

Формула (13) виражає кількість тепла (енергію), яка виділяється за рахунок проходження струму через провідник в одиницю часу:

$$Q_2 = K_D I^2 R \cdot \Delta t , \qquad (14)$$

де I – діюче значення змінного струму; R – опір провідника; $K_D = K_P K_B$ – безрозмірний коефіцієнт додаткових втрат зумовлений поверхневим ефектом та ефектом близькості з урахуванням припущень $K_D = 1$.

Інтегруємо рівняння (14) в часі:

$$\int_{t_1}^{t_2} dQ_2 = \int_{t_1}^{t_2} I^2 \cdot dR \cdot dt .$$
 (15)

Опір провідника довжиною dx:

$$dR = \rho_0 \left(1 + \alpha \vartheta\right) \frac{dx}{F} \,. \tag{16}$$

Тоді інтегруємо за відстанню dx:

$$\int_{t_1}^{t_2} \int_{x_1}^{x_2} dQ_2 = \int_{t_1}^{t_2} \int_{x_1}^{x_2} \left[\left(I^2 \rho_0 \left(1 + \alpha \cdot \vartheta \right) \frac{1}{F} \right) dx \right] dt .$$
 (17)

Отримаємо диференційне рівняння для тепла, яка виділяється при протіканні струму в провіднику перерізом *F* товщиною *dx*:

$$dQ_2 = \frac{I^2 \rho_0}{F} (1 + \alpha \cdot \vartheta) \cdot dx \cdot dt .$$
 (18)

Тепло, яке відводиться у навколишнє середовище визначається коефіцієнтом тепловіддачі K_T – це тепло, яке знімається з 1 м² поверхні за 1 с при різниці температур з навколишнім середовищем 1°С. K_T залежить від температури поверхні тіла, температури навколишнього середовища та форми тіла.

Коефіцієнт К_Т може бути знайдений за формулою:

$$K_T = K_K + K_I \,, \tag{19}$$

де K_K –коефіцієнт тепловіддачі за допомогою конвекції; K_I – коефіцієнт тепловіддачі випромінюванням.

Коефіцієнт К_К може бути розрахований за формулою:

$$K_K = 1,33 (\Theta/l)^{0.25}$$
, (20)

де $\Theta = \vartheta_{\Pi} - \vartheta_{0}$ – перевищення температури поверхні тіла над температурою навколишнього середовища; ϑ_{0} – температура навколишнього середовища; ϑ_{Π} – температура поверхні тіла; l – визначаючий розмір, який для прямокутного паралелепіпеда визначається меншою стороною.

Якщо поверхня, яка віддає тепло, є боковою, то K_K залишається незмінним, якщо звернена доверху, то отримане з формули (20) значення K_K збільшується на 30 %, звернена донизу – зменшується на 30 %. У нашому випадку приймаємо, що тепло віддається з усіх поверхонь струмопроводу.

Коефіцієнт К_І можна розрахувати за допомогою формули:

$$K_{I} = 2,04 \cdot \mathcal{G}_{0}^{3} \cdot 10^{-7} \cdot E(2,08 \cdot (\mathcal{G}/\mathcal{G}_{0}) - 1), \qquad (21)$$

де E = 0,5 – коефіцієнт чорноти випромінювання окисленої міді.

В автоматичних вимикачах в пластмасовому кожуху коефіцієнт тепловіддачі тепла в навколишнє середовище всередині вимикача зменшується на 25 %. Тому формула (19) зазнає змін:

$$K_T = 0.75 (K_K + K_I).$$
 (22)

Згідно з формулою Ньютона кількість тепла (енергія) Q_3 , яка відводиться в навколишнє середовище від нагрітого тіла прямо пропорційна різниці температур:

$$Q_3 = K_T S_B \Theta \cdot \Delta t , \qquad (23)$$

де S_B – площа бокової поверхні.

Інтегруємо рівняння (23) в часі:

$$\int_{t_1}^{t_2} dQ_3 = \int_{t_1}^{t_2} K_T S_B \Theta \cdot dt$$
 (24)

Площа бокової поверхні для провідника довжиною dx:

$$dS_B = P \cdot dx \,, \tag{25}$$

де *Р* – периметр.

Тоді інтегруємо за відстанню dx:

$$\int_{t_1}^{t_2} \int_{x_1}^{x_2} dQ_3 = \int_{t_1}^{t_2} \int_{x_1}^{x_2} K_T \Theta P \cdot dx \cdot dt .$$
 (26)

Отримаємо диференційне рівняння для тепла, яке відводиться в навколишнє середовище від нагрітого струмопроводу перерізом F то-

вщиною *dx*:

$$dQ_3 = K_T \Theta P \cdot dx \cdot dt . \tag{27}$$

Кількість тепла (енергія) Q_4 , яке запасається в твердому тілі за рахунок теплоємності, може бути визначена за формулою:

$$Q_4 = cm \cdot \Delta \vartheta \,, \tag{28}$$

де *с* – питома теплоємність, кількість тепла, яке треба підвести до тіла, щоб останнє нагрілося на 1 градус; *m* – маса твердого тіла.

Масу тіла перерізом F, товщиною x знаходимо за формулою:

$$m = \gamma \cdot V = \gamma \cdot F \cdot x , \qquad (29)$$

де γ – питома маса твердого тіла; *V* – об'єм.

Інтегруємо рівняння (28) в часі:

$$\int_{t_1}^{t_2} dQ_4 = \int_{t_1}^{t_2} c\gamma V \cdot \Delta \vartheta \cdot dt .$$
(30)

Maca струмопроводу перерізом F, товщиною dx:

$$dm = \gamma \cdot dV = \gamma \cdot F \cdot dx . \tag{31}$$

Тоді інтегруємо за відстанню dx:

$$\int_{t_1}^{t_2} \int_{x_1}^{x_2} dQ_4 = \int_{t_1}^{t_2} \int_{x_1}^{x_2} c\gamma F \cdot \Delta \vartheta \cdot dx \cdot dt .$$
(32)

Отримаємо диференційне рівняння для теплоти, яка запасається в пластини перерізом F, товщиною dx:

$$dQ_4 = c\gamma F \cdot \Delta \vartheta \cdot dx \cdot dt . \tag{33}$$

Загальне рівняння теплопровідності має вигляд:

$$dQ_1 = dQ_4 + dQ_3 - dQ_2.$$
(34)

All
$$\lambda F \frac{d\vartheta^2}{dx^2} dx \cdot dt = c\gamma F \cdot \Delta \vartheta \cdot dx \cdot dt + K_T \Theta P \cdot dx \cdot dt - \frac{I^2 \rho_0}{F} (1 + \alpha \cdot \vartheta) \cdot dx \cdot dt$$
. (35)

В сталому режимі нагрівання, коли температура не змінюється з часом ($\Delta 9 = 0$), загальне рівняння теплопровідності приймає вид:

$$\lambda F \frac{d\vartheta^2}{dx^2} dx \cdot dt = K_T \Theta P \cdot dx \cdot dt - \frac{I^2 \rho_0}{F} (1 + \alpha \cdot \vartheta) \cdot dx \cdot dt .$$
(36)

Інакше:

$$\frac{d\vartheta^2}{dx^2} - \vartheta \cdot \left[\frac{K_T P}{\lambda F} - \frac{I^2 \rho_0 \alpha}{\lambda F^2}\right] + \left[\frac{K_T P \vartheta_0}{\lambda \cdot F} + \frac{I^2 \rho_0}{\lambda F^2}\right] = 0 \cdot$$
(37)

Для спрощення формули (37) позначимо:

$$a_1 = \sqrt{\frac{K_T P}{\lambda F} + \frac{j^2 \rho_0 \alpha}{\lambda}} . \tag{38}$$

$$a_2 = \sqrt{\frac{K_T P \vartheta_0}{\lambda F} + \frac{j^2 \rho_0}{\lambda}}, \qquad (39)$$

де j = I/F – щільність струму.

Отримали:

$$\frac{d\vartheta^2}{dx^2} - a_1^2\vartheta + a_2^2 = 0.$$
 (40)

Рішення цього лінійного диференційного рівняння другого порядку з правою частиною a_2^2 [2]:

$$\vartheta = A_1 y_1 + A_2 y_2 + \varphi(x), \tag{41}$$

де A₁, A₂ – постійні коефіцієнти.

Рішенням рівняння (41) є функція $y = e^{rx}$. Тоді $y' = r \cdot e^{rx}$, $y'' = r^2 \cdot e^{rx}$.

Отримуємо:

$$e^{rx} \cdot (r^2 - a_1^2) = 0; \quad r^2 - a_1^2 = 0; \quad (r - a_1) \cdot (r + a_1) = 0.$$
 (42)

Коли виконується умова:

$$\frac{K_T P}{\lambda F} < \frac{j^2 \rho_0 \alpha}{\lambda},\tag{43}$$

тобто більше тепла виділяється, ніж відводиться, корені характеристичного рівняння комплексно-зв'язані: $r_1 = i \cdot a_1$; $r_2 = -i \cdot a_1$.

Коли виконується умова:

$$\frac{K_T P}{\lambda F} < \frac{j^2 \rho_0 \alpha}{\lambda},\tag{44}$$

тобто виділяється менше тепла, ніж відводиться, корені характеристичного рівняння дійсні й різні.

Загальне рішення рівняння (39) має вигляд:

$$\vartheta = A_1 \cdot e^{a_1 x} + A_2 \cdot e^{-a_1 x} + \varphi(x)$$
. (45)

Якщо права частина має вид $f(x) = P(x) \cdot e^{mx}$, то приватне рішення рівняння (39) має вигляд:

$$y = x^k \cdot Q(x) \cdot e^{mx} , \qquad (46)$$

де Q(x) – поліном того ж ступеня, що і P(x).

Оскільки права частина дорівнює:

$$-a_2^2 = (z \cdot 0 - a_2^2) \cdot e^{0 \cdot x}, \qquad (47)$$

то цей поліном нульового ступеня (m = 0) не є коренем характеристичного рівняння. Тому y = Q(x) = B.

Отримуємо абсолютну температуру ϑ_{st} в сталому режимі нагріву провідника нескінченної довжини:

$$\mathcal{G}_{st} = B = a_2^2 / a_1^2 .$$
(48)

З урахуванням (45), (47) загальне рішення лінійного диференційного рівняння з правою частиною для теплових негармонічних затухаючих коливань приймає вид:

$$\mathcal{G} = A_1 \cdot e^{a_1 \cdot x} + A_2 \cdot e^{-a_1 \cdot x} + a_2^2 / a_1^2 .$$
(49)

Для визначення коефіцієнтів A_1 , A_2 потрібно задати граничні умови. Будемо виходити з реальних умов теплообміну на зовнішніх кінцях струмопроводу та на границях сполучення суміжних ділянок.

При відносно великому віддаленні кінців струмопроводу приймаємо граничні умови для системи, яка має нескінченну довжину:

$$\left(\vartheta_{1}\right)_{x=-\infty} = \vartheta_{st1}; \left(\frac{d\vartheta_{1}}{dx}\right)_{x\to-\infty} = 0; \left(\vartheta_{n}\right)_{x=+\infty} = \vartheta_{stn}; \left(\frac{d\vartheta_{n}}{dx}\right)_{x\to+\infty} = 0, \quad (50)$$

де *n* – кількість ділянок струмопроводу.

При теплоізольованих торцях ділянок:

$$\left(\vartheta_{s}\right)_{x=x_{n}} = \vartheta; \left(\frac{d\vartheta_{s}}{dx}\right)_{x=x_{n}} = 0,$$
 (51)

де *s* – номер ділянки струмопроводу.

На поверхні торців ділянок відбувається теплообмін з навколишнім середовищем:

$$\Phi_{x=0} = -\lambda F \left(\frac{d\vartheta_1}{dx}\right)_{x=0}; \quad \Phi_{x=x_n} = -\lambda F \left(\frac{d\vartheta_s}{dx}\right)_{x=x_n}, \quad (52)$$

При послідовному тепловому контактуванні ділянок між собою:

$$\left(\vartheta_k\right)_{x=x_s} = \left(\vartheta_{k+1}\right)_{x=x_s} = \vartheta_g; \ -\lambda_{k+1}F_{k+1}\left(\frac{d\vartheta_{k+1}}{dx}\right)_{x=x_s} + \lambda_k F_k\left(\frac{d\vartheta_k}{dx}\right)_{x=x_s} = 0,$$
(53)

де ϑ_g – стала температура стику ділянок.

Послідовне теплове контактування ділянок з джерелом тепла між ними:
$$-\lambda_{k+1}F_{k+1}\left(\frac{d\vartheta_{k+1}}{dx}\right)_{x=x_s} +\lambda_k F_k\left(\frac{d\vartheta_k}{dx}\right)_{x=x_s} = \Phi_s , \qquad (54)$$

де Φ_s – потужність джерела тепла на стиках ділянок.

Визначення опорів ділянок струмопроводу. Усього є N ділянок кінцевої довжини та N+1 джерело тепла незмінної потужності (нероз'ємні контактні з'єднання). Потужність джерела тепла роз'ємного контакту є змінною величиною. При розрахунках теплових потоків від болтового контактного з'єднання та контактного з'єднання клепкою, зварюванням та пайкою, коли частини сусідніх ділянок контактуванні знаходяться одна під іншою вздовж струмопроводу, контакт заміняються джерелом тепла, еквівалентним за потужністю. На рис. 2 схема-



Рис. 2. Нероз'ємне болтове з'єднання ділянок струмопроводу.

тично зображене нероз'ємне болтове з'єднання ділянок.

Згідно [3] опір контакту не перевищує 20 % від опору шини. Якщо шини різного перерізу, то в якості шини, відносно якої розраховують опір контакту, беруть шину більшого перерізу, щоб опір контакту не перевищував 20 % опору обох шин. Опір шин:

$$R_{uu} = \rho_0 \left(1 + \alpha \vartheta\right) \frac{A}{BD + CE}, \qquad (55)$$

де *В* – ширина верхньої шини; *С* – ширина нижньої шини. Тоді опір контакту:

$$R_k = 0, 2 \cdot R_{\rm III} , \qquad (56)$$

Сумарний еквівалентний опір контактуючих ділянок:

$$R_{k\Sigma} = R_{\rm III} + R_k \,, \tag{57}$$

Потужність джерела тепла:

$$\Phi = P = I_{\rm H}^2 \cdot R_{k\Sigma} \,, \tag{58}$$

де Φ – тепловий потік, P – потужність; $I_{\rm H}$ – номінальний струм.

Опір головних контактів:

$$R_{gk} = \frac{\Phi_2}{I_{\rm H}^2} - R_{\rm III} \,. \tag{59}$$

Для площинного контакту, коли утворюється мінімум три паралельні площадки контактування, їх сумарний опір:

$$R_{gk} = R_{k1}/3, (60)$$

де R_{k1} – опір однієї контактної площадки.

Контактний опір однієї площадки контактування для різнорідних контактів визначають як:

$$R_{k1} = \frac{\rho_{k1} \left(1 + \alpha_{k1} \vartheta_k\right) + \rho_{k2} \left(1 + \alpha_{k2} \vartheta_k\right)}{4r_0}, \tag{61}$$

де $\rho_{k1} = \rho_{k2} = 2,8 \cdot 10^{-6}$ – питомі опори матеріалу контактів; $\alpha_{k1} = 2,9 \cdot 10^{-3}$, $\alpha_{k2} = 3,5 \cdot 10^{-3}$ – температурні коефіцієнти опору; r_0 – еквівалентний радіус однієї круглої контактної площадки.

Звідки еквівалентний радіус однієї контактної площадки:

$$r_{0} = \frac{\rho_{k1}(1 + \alpha_{k1}\vartheta_{k}) + \rho_{k2}(1 + \alpha_{k2}\vartheta_{k})}{4R_{k1}},$$
(62)

Сила контактного натискання на одну контактну площадку:

$$F_{k1} = \zeta \cdot H_B \cdot S_1 = \zeta \cdot H_B \cdot \pi \cdot r_0^2 , \qquad (63)$$

де $\zeta = 0,5$ – коефіцієнт, який враховує якість поверхні площинного контакту; $H_B = 75 \cdot 10^3$ – контактна твердість за Бринелєм; S_1 – переріз однієї контактної площадки.

Сила контактного натискання F_{k1} на одну контактну площадку з опором R_{k1} :

$$F_{k1} = \left[\frac{\rho_{k1}(1+\alpha_{k1}\vartheta_k) + \rho_{k2}(1+\alpha_{k2}\vartheta_k)}{4R_{k1}}\right]^2 \zeta \cdot H_B \cdot \pi .$$
(64)

Для площинного контакту:

$$F_k = 3F_{k1}.\tag{65}$$

Геометричні розміри ділянок струмопроводу (рис. 1) на номінальний струм 630 A становлять: нерухомий контактоутримувач $40 \times 50 \times 6$ мм; рухомий контактоутримувач $35 \times 22 \times 6$ мм; гнучке з'єднання $45 \times 30 \times 4$ мм; шунт термобіметалевого розчеплювача $50 \times 20 \times 2,5$ мм; термобіметалева пластина $12 \times 18 \times 1,5$ мм; "еквівалентний" шунт $50 \times 25 \times 2,5$ мм.

Для перевірки достовірності розробленої методики та прийнятих допущень проведемо тепловий розрахунок струмопроводу базового вимикача на номінальний струм 630 А з відомими параметрами. Допустимі температури ізольованих провідників і деталей визначаються нагрівостійкістю (класом) ізоляції, а також механічною міцністю матеріалу деталей. Допустима температура контактів і контактних з'єднань визначається

температурою, що виключає їх інтенсивне окислення. Розрахунок проведемо для номінального режиму, тому використовуємо допустимі температури наведені в [4].

На першому етапі розрахунку задаємося нульовим тепловим потоком, обумовленим контактуванням головних контактів. Якщо при нульовому тепловому потоці розподіл температури лежить нижче допустимих температур контактних з'єднань, наведених у [4], тоді будемо збільшувати значення теплового потоку, обумовленого контактуванням головних контактів, до тих пір, поки температура хоча б однієї ділянки струмопроводу дорівнюватиме допустимій. Отриманий тепловий потік визначить силу контактного натискання. Якщо сила контактного натискання буде завеликою, потрібно буде збільшувати переріз ділянок струмопроводу. Якщо при нульовому тепловому потоці від головних контактів розподіл температури лежить вище допустимих температур контактних з'єднань, наведених у [4], то розроблена методика та прийняті припущення неадекватно відображають процес нагрівання струмопроводу автоматичного вимикача при протіканні номінального струму.

Тепловий потік Φ_1 , обумовлений контактуванням ввідної шини 50×5 мм [5] з нерухомим контактоутримувачем (болтове з'єднання) за (55-58): $\Phi_1 = 0,68$ Вт/см.

На першому етапі розрахунку: $\Phi_2 = 0$ Вт/см.

Тепловий потік Φ_3 , обумовлений контактуванням рухомого контактоутримувача з гнучким з'єднанням (з'єднання клепкою): $\Phi_3 = 0,39$ Bt/cm.

Тепловий потік Φ_4 , обумовлений контактуванням гнучкого з'єднання з тепловим розчеплювачем (з'єднання зварюванням): $\Phi_4 = 1,1$ Вт/см.

Тепловий потік Ф₅, обумовлений контактуванням "еквівалентного" шунта (з'єднання пайкою): Ф₅ = 2,12 Вт/см.

Тепловий потік Φ_6 , обумовлений контактуванням "еквівалентного" шунта з вивідною шиною (болтове з'єднанням): $\Phi_6 = 0,86$ Вт/см.

На рис. З зображений графік розподілу абсолютної температури вздовж струмопроводу базового автоматичного вимикача при підключенні ввідної шині розмірами 50×5 мм при струмі 630 A, $\Phi_2 = 0$ Bt/cm. Згідно з рисунком температури усіх ділянок менші допустимих.

На рис. 4 зображений графік розподілу абсолютної температури

вздовж струмопроводу базового автоматичного вимикача при $\Phi_2 = 14$ Вт/см та зображені крапки, які відображають допустимі температури нагріву згідно [4]. Згідно з рисунком температура одного контакту дорівнює допустимій, а інших ділянок менша допустимої [4].

Знаходимо силу контактного натискання головних контактів за (59-65): $F_k = 116,64 \approx 120$ H.

Отриманий розподіл температури вздовж струмопроводу автоматичного вимикача та сила контактного натискання відповідають експериментальним даним. Тому розроблена методика теплового розрахунку вважається коректною, а прийняті припущення припустимі.



вздовж струмопроводу базового автоматичного вимикача (ввідна шина 50×5 мм, струм 630А, $\Phi_2=0$ Вт/см).

Рис. 3. Розподіл абсолютної температури Рис. 4. Розподіл абсолютної температури вздовж струмопроводу базового автоматичного вимикача (ввідна шина 50×5 мм, струм 630А, Ф₂=14 Вт/см).

В модернізованому вимикачі номінальний струм збільшено до 800А. Для збереження захисної характеристики струм через термобіметалеву пластину не повинен змінитися. Тому змінена довжина шунта: $l_{sh} = 2,5$ см. Тоді ширина "еквівалентного" шунта становить: *b_{eq}* = 2,24 ≈ 2,2 см.

Нові геометричні розміри "еквівалентного" шунта: 22×25×2,5 мм.

Тепловий потік Ф₁, обумовлений контактуванням ввідної шини 60×6 мм [5] з нерухомим контактоутримувачем (болтове з'єднання) за (55-58): $\Phi_1 = 0.92 \text{ BT/cm}$.

Тепловий потік, обумовлений контактуванням нерухомого контактоутримувача з частиною напівпетлі (з'єднання зварюванням): $\Phi_2 = 1,12$ Вт/см.

Тепловий потік, обумовлений контактуванням головних контактів на першому етапі розрахунку: $\Phi_3 = 0$ Bt/см.

Тепловий потік, обумовлений контактуванням рухомого контактоутримувача з гнучким з'єднанням (з'єднання клепкою): $\Phi_4 = 0,39$ Вт/см.

Тепловий потік, обумовлений контактуванням гнучкого з'єднання з тепловим розчеплювачем (з'єднання зварюванням): Ф₅ = 1,1 Вт/см.

Тепловий потік, обумовлений контактуванням "еквівалентного" шунта (з'єднання пайкою): Ф₆ = 3,42 Вт/см.

Тепловий потік, обумовлений контактуванням "еквівалентного" шунта з вивідною шиною (болтове з'єднання): Ф₇ = 1,03 Вт/см.

На рис. 5 зображений графік розподілу абсолютної температури вздовж струмопроводу модернізованого автоматичного вимикача при підключенні ввідної шині розмірами 60×6 мм при струмі 800А, $\Phi_3 = 0$ Вт/см. Згідно з рисунком температури усіх ділянок менші допустимих.

На рис. 6 зображений графік розподілу абсолютної температури вздовж струмопроводу модернізованого автоматичного вимикача при $\Phi_3 = 10$ Вт/см та зображені крапки, які відображають допустимі температури нагріву згідно [4]. Згідно з рисунком температура одного контакту дорівнює допустимій, а інших ділянок менша допустимої [4].

Сила контактного натискання: $F_k = 699,08 \approx 700$ Н.

Отримана сила контактного натискання завелика. Тому потрібно зменшувати виділення тепла, тобто збільшити переріз окремих ділянок струмопроводу.

Переріз ввідної шини збільшено до 60×10 мм. Переріз нерухомого контактоутримувача збільшено до 50×55×8 мм.

Тепловий потік, обумовлений контактуванням ввідної шини нерухомим контактоутримувачем: Ф₁ = 0,56 Вт/см.

Тепловий потік, обумовлений контактуванням нерухомого контактоутримувача з частиною напівпетлі: $\Phi_2 = 0,98$ Bt/см.

Тепловий потік, обумовленим контактуванням головних контактів: $\Phi_3 = 0$ Bt/см.

Тепловий потік, обумовлений контактуванням рухомого контактоутримувача з гнучким з'єднанням (з'єднання клепкою): $\Phi_4 = 0,39$ Вт/см.



Рис. 5. Розподіл абсолютної температури вздовж струмопроводу модернізованого автоматичного вимикача (ввідна шина 60×6 мм, струм 800А, Ф₃=0 Вт/см).



Рис. 6. Розподіл абсолютної температури вздовж струмопроводу модернізованого автоматичного вимикача (ввідна шина 60×6 мм, струм 800A, Ф₃=10 Вт/см).

Тепловий потік, обумовлений контактуванням гнучкого з'єднання з тепловим розчеплювачем (з'єднання зварюванням): Ф₅ = 1,1 Вт/см.

Тепловий потік, обумовлений контактуванням "еквівалентного" шунта (з'єднання пайкою): Ф₆ = 3,42 Вт/см.

Тепловий потік, обумовлений контактуванням "еквівалентного" шунта з вивідною шиною (болтове з'єднання): Ф₇ = 0,66 Вт/см.

На рис. 7 зображений графік розподілу абсолютної температури вздовж струмопроводу модернізованого автоматичного вимикача при підключенні ввідної шині розмірами 60×10 мм при струмі 800А, $\Phi_3 = 0$. Згідно з рисунком температури усіх ділянок менші допустимих.

На рис. 8 зображений графік розподілу абсолютної температури вздовж струмопроводу модернізованого автоматичного вимикача при $\Phi_3 = 24$ Bt/c та зображені крапки, які відображають допустимі температури нагріву згідно [4]. Згідно з рисунком при температура одного контакту дорівнює допустимій, а інших ділянок менша допустимої [4].

Сила контактного натискання: $F_K = 128,79 \approx 130$ Н.

Дані геометричні розміри та величина сили контактного натискання є остаточними.



Рис. 7. Розподіл абсолютної температури вздовж струмопроводу модернізованого автоматичного вимикача (ввідна шина 60×10 мм, струм 800А, Ф₃=0 Вт/см).



Рис. 8. Розподіл абсолютної температури вздовж струмопроводу модернізованого автоматичного вимикача (ввідна шина 60×10 мм, струм 800А, Ф₃=24 Вт/см).

Висновки. 1. Розроблено методику теплового розрахунку, яка дозволяє ефективно розрахувати розподіл температури вздовж струмопроводу при протіканні електричного струму.

2. Результати теплових розрахунків підтвердили можливість модернізації автоматичних вимикачів за рахунок підвищення номінального струму зі збереженням базових габаритних розмірів.

Список літератури: 1. Залесский А.М., Кукеков Г.А. Тепловые расчеты электрических аппаратов. – Л.: Энергия, 1967. – 378 с. 2. Смирнов В.И. Курс высшей математики. Т. 2. – М.: Наука, 1974. – 656 с. 3. ГОСТ 17441-84. Соединения контактные электрические. Приемка и методы испытаний. Введ. 29.11.84. – М.: Госстандарт, 1984. – 22 с. 4. ГОСТ 8024-90. Аппараты и электротехнические устройства переменного тока на напряжение свыше 1000 В. Нормы нагрева при продолжительном режиме работы и методы испытаний. Введ. 01.01.1991. – М.: Госстандарт, 1991. – 31 с. 5. Правила устройства электроустановок. – Харьков: Форт, 2011. – 708 с.

Надійшла до редколегії 24.04.2012 Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.

УДК 621.3.013

М.Н. ТОКАРЬ, студент НТУ "ХПИ", Харьков

В.С. ЛУПИКОВ, д-р тех. наук., проф., зав. каф., НТУ "ХПИ", Харьков

О.А. ГЕЛЯРОВСКАЯ, ст. преп., НТУ "ХПИ", Харьков

Н.Н. ЯСНИЦКАЯ, канд. физ.-мат. наук., проф., НТУ "ХПИ", Харьков

И.В. ПОЛЯКОВ, канд. тех. наук, доц., НТУ "ХПИ", Харьков *О.Ю. ПИЛЮГИНА*, канд. тех. наук, ученый секретарь, НТЦМТО НАН Украины, Харьков

Ю.Д. РУДАС, канд. тех. наук, с.н.с., НТЦМТО НАН Украины, Харьков

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕМЕННОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ, СОЗДАВАЕМОГО ТОКОПРОВОДОМ НИЗКОВОЛЬТНОГО РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА

Distribution of the power frequency magnetic field maximum strength created by system of three-phase conductors in the low-voltage switchboard is computed in points of test flat at 0,3 m distance from its face sheet. Comparison of the field maximum on conformity to existing and perspective requirements is spent.

Рассчитано распределение максимума напряженности переменного магнитного поля, создаваемого системой трехфазных токопроводов низковольтного распределительного устройства в точках контрольной плоскости на удалении 0,3 м от лицевой стороны шкафа. Проведено сравнение максимума поля на соответствие существующим и перспективным требованиям.

Розраховано розподіл максимуму напруженості змінного магнітного поля, що створюється системою трифазних струмопроводів низьковольтного розподільного пристрою в точках контрольної поверхні на віддаленні 0,3 м від лицьової сторони шафи. Проведено порівняння максимуму поля на відповідність існуючим і перспективним вимогам.

Введение. В современной энергетике широко применяются низковольтные распределительные устройства (РУ). При работе РУ в окружающем пространстве создается внешнее магнитное поле (ВМП). В большинстве случаев это ВМП имеет частоту сети 50 Гц. Это ВМП оказывает негативное влияние на человека [1, 2]. В этой связи в промышленно развитых странах мира проводится ряд исследований, на-

правленных на снижение уровня ВМП. Действующие нормы по уровню ВМП частоты сети в разных странах составляют: Украина – 1750 мкТл; Россия, Великобритания – 100 мкТл; Италия – 3 мкТл [3]; Швеция – 0,25 мкТл. В ближайшей перспективе в Украине предполагается введение нормы 0,5 мкТл (перспективные требования, 0,63 А/м). С учетом предполагаемого резкого ужесточения требований по уровню ВМП в Украине необходимо изменить и подход к РУ как источникам ВМП и выбору средств его снижения. Известные оценки эффективности снижения ВМП в основном относятся к достаточно большим удалениям от поверхности РУ, порядка нескольких метров. При этом в качестве основного параметра, характеризующего источник поля, используется магнитный момент. В [4] приводятся данные по эффективности снижения магнитного момента, которая оценивается величиной порядка 100 единиц. Эффективность снижения ВМП теми же методами вблизи РУ существенно ниже. В работе [5] приведена расчетная оценка метода транспонирования токопроводов автоматического выключателя, которая дает снижение величины эффективности более чем на порядок. Такие же результаты дают и исследования за рубежом [6]. В этой связи актуальными становятся вопросы повышения эффективности снижения ВМП вблизи поверхности РУ. На стадии проектирования при этом обычно используется математическое моделирование.

Цель работы – анализ ВМП реального РУ по данным математического моделирования.

Условия моделирования. В качестве объекта исследований выбрано РУ (рис. 1), находящееся в эксплуатации в Научно-техническом центре магнетизма технических объектов НАН Украины (г. Харьков).



Рис. 1. Схема токопроводов силовой цепи РУ.

Конструктивно данное РУ представляет собой шкаф с размерами: длина – 0,6 м, ширина – 0,8 м, высота 2 м, внутри которого расположены автоматические выключатели (АВ) и кабели. Для моделирования выбрана упрощенная 1. На схеме показана силовая цепь РУ, представленная двумя контурами с токами фаз А и С. Номинальный ток РУ равен 90 А. Для анализа ВМП, создаваемого токопроводами

трехфазной цепи, рассматривалось распределение максимальных величин его напряженности на контрольной плоскости, параллельной передней панели шкафа РУ и удаленной от нее на расстояние 0,3 м. Такое минимальное расстояние предусмотрено действующим стандартом [7]. На схеме использованы обозначения: 1 – кабель питания; 2 – АВ ввода питания; 3 – соединительный кабель; 4 – токопроводы AB загрузки; 5 – кабель загрузки; 6 – каркас шкафа РУ. Поле рассматривалось на контрольной плоскости P, параллельной передней панели шкафа РУ и удаленной от нее на расстояние 0,3 м, предусмотренное действующим стандартом [7].

Методика моделирования. Для моделирования использована методика, приведенная в работе [5]. Суть методики заключается в том, что рассчитываются максимальные мгновенные величины вектора напряженности ВМП в каждой точке контрольной поверхности. Максимальные величины напряженности в каждой точке достигаются не одновременно, а в различные моменты времени в течение периода частоты сети. Такое представление переменного поля не меняется в течение периода и повторяется во времени, что дает возможность оценить максимум напряженности поля и может быть использовано для сравнения с требованиями.

Допущения, принимаемые при использовании методики:

– предполагается, что режим работы РУ установившийся;

переменные токи фаз трехфазной цепи синусоидальные, имеют одинаковую амплитуду и сдвинуты во времени на 2π/3 рад;

– проводники с объемным распределением тока для такого удаления (0,3 м) могут быть представлены в виде линий, проходящих по их продольным осям [6].

Методика включает расчет трех компонент вектора напряженности ВМП для каждого контура с током, равным 1 А без учета фазы (приведенные компоненты напряженности), разложение токов контуров на синусные и косинусные составляющие, расчет синусных и косинусных составляющих компонент векторов напряженности ВМП путем перемножения удельных компонент векторов напряженности и составляющих токов (полные компоненты напряженности), суммирования полных компонент напряженности в каждой точке от двух контуров, расчет модулей синусных и косинусных составляющих компонент векторов напряженности ВМП и определение мгновенной максимальной величины H суммарного вектора напряженности ВМП в каждой точке контрольной плоскости. Моделирование проведено с использованием математической системы Maple.

Результаты моделирования. Результаты расчета максимальных величин напряженности ВМП на контрольной плоскости *P* представлены на рис. 2. Максимум напряженности равен 30 А/м.



Рис. 2. Распределение максимальных величин напряженности ВМП на контрольной плоскости: а – в виде линий одинакового уровня, ограничивающих участки равной величины напряженности; б – в виде поверхности уровня поля.

Число линий уровня на рис. 2,а равно 10, уровни поля распределены равномерно. На рис. 2,б совмещены изображения поверхности уровня и контуров силовой цепи РУ. Для наглядности на поверхность уровня нанесены изолинии. Особенности построения поверхности уровня и геометрии контуров в системе Maple является то, что эта поверхность строится на горизонтальной плоскости, и при этом масштабы по вертикальной оси для напряженности поля и геометрических размеров совпадают. Для упрощения построений в работе контуры трехфазной цепи РУ и контрольная плоскость повернуты таким образом, что последняя расположена горизонтально.

Анализ результатов моделирования. Распределение поля на рис. 2,6 более наглядное и информативное по сравнению с распределением на рис. 2,а.

Как видно на рис. 2,6, максимальная величина поля достигается в пространственном направлении напротив ближайшего к этой плоскости выключателя – АВ ввода питания. Это дает основание предположить, что именно этот АВ является основным источником поля.

Для проверки этого предположения путем моделирования поля этот АВ был условно исключен. Результаты моделирования для этого случая приведены на рис. 3.



Рис. 3. Распределение максимальных величин составляющих поля РУ без учета АВ ввода питания.

Максимальная величина напряженности ВМП в этом случае уменьшилась с 30 до 10,2 А/м.

Выводы. 1. Проведено математическое моделирование переменного магнитного поля, создаваемого токопроводами низковольтного распределительного устройства на контрольной плоскости, удаленной на 0,3 м от лицевой стороны шкафа. По результатам анализа установлено, что максимальная мгновенная величина напряженности поля составляет 30 $A \cdot M^2$, что соответствует индукции 25 мкТл. Эта величина не превышает действующие требования (1750 мкТл) и существенно выше перспективных норм (0, 5 мкТл). Для обеспечения перспективных требований необходимо снижение максимального уровня распределительного устройства в 60 раз.

2. Предложена методика визуализации внешнего магнитного поля распределительного устройства. Новыми элементами методики являются представление распределения поля на контрольной поверхности в виде поверхности уровня для максимальных мгновенных величин вектора напряженности, построение и совмещение поверхности уровня и конфигурации контуров силовой цепи в одном 3D изображении. Методика позволяет анализировать поле и связывать его с источника-

ми поля. В частности, на основе моделирования установлено, что для данного распределительного устройства и выбранной контрольной плоскости основным источником поля является автоматический выключатель ввода питания, расположенный ближе всего к контрольной плоскости.

Список литературы: 1. Григорьев Ю.Г., Степанов В.С., Григорьев О.А., Мер-Электромагнитная *A*.*B*. безопасность человека. Справочнокулов информационное пособие. Российский национальный комитет по защите от неионизирующих излучений, 1999. – 146 с. 2. Любимов В.В. Искусственные и естественные электромагнитные поля в окружающей человека среде и приборы для их обнаружения и фиксации. – Препр. №11 (1127). – Троицк: ИЗМИРАН, 1999. – 28 с. 3. D'Amore M., Grifa S., Maradey F. Shielding techniques of power frequency magnetic field aboard high speed train: [Электрон. ресурс]. – Режим доступа: http://w3.uniroma1.it/maradei/Pubblicazioni / ACI-19.pdf. 4. Лупиков В.С. Оптимальное использование методов, применяемых для снижения внешнего магнитного поля электрооборудования // Вісник Східноукраїнського державного університету. – Луганськ: Вид-во СУДУ. – 1999. – №6(22). – С. 113-123. 5. Лупиков В.С., Варшамова И.С., Геляровская О.А., Крюкова Н.В. и др. Моделирование магнитного поля автоматического выключателя с транспонированным токопроводом // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". – Харків: НТУ "ХПІ". – 2012. – № 3. – C. 29-36. 6. Salinas E. Mitigation of Power-Frequency Magnetic Fields with Applications to Substation and Other Parts of the Electric Network / E. Salinas // Department of Electric Power engineering, Chalmers University of Technology. - Gothenburg. - 2001. - 149 р. 7. ДСТУ 2465-94. Сумісність технічних засобів електромагнітна. Стійкість до магнітних полів частоти мережі. Технічні вимоги та методи випробувань. Введ. 01.01.95. – Київ: Держстандарт України, 1994. – 29 с.

> Надійшла до редколегії 04.03.2012. Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.

УДК 621.316.923

В.И. ФОМИН, канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПИ", Харьков **Ю.И. МАЦ**, студент, НТУ "ХПИ", Харьков

ЗАВИСИМОСТЬ ТЕМПЕРАТУРЫ ВЫВОДОВ ПРЕДОХРАНИТЕЛЯ ПРИ ПРОТЕКАНИИ НОМИНАЛЬНОГО ТОКА ОТ ВНЕШНИХ ФАКТОРОВ

Analysis of influence of air temperature, cross-sectional area and current conductors length on temperature excess in high-speed fuses are resulted.

В статье приведен анализ влияния таких внешних факторов, как температура окружающего воздуха, сечение выводов предохранителя и длина токоподводящих шин на превышение температуры на выводах быстродействующих предохранителей.

У статі приведений аналіз впливу таких зовнішніх факторів, як температура навколишнього повітря, переріз виводів запобіжника та довжина струмопідвідних шин на перевищування температури на виводах швидкодіючих плавких запобіжників.

Введение. В процессе работы предохранителя по нему протекает, в основном, номинальный ток. Токи перегрузки и короткого замыкания протекают лишь в аварийных режимах. Поэтому расчет тепловых характеристик плавких предохранителей является первостепенным и важным этапом на стадии проектирования.

Распределение температуры по длине плавкого элемента и на выводах предохранителя зависит от многих факторов, таких как: материал плавкого элемента, его геометрические размеры и условия теплопередачи. Нагрев плавкого элемента в номинальном режиме работы характеризуется также существенной неравномерностью источников тепла по его длине, что вызвано наличием узких перешейков, а также зависимостью удельного электрического сопротивления материала от температуры.

В таких случаях, когда градиенты температуры по объему предохранителя невелики, а допустимая температура для материала плавкого элемента значительна, основным фактором, определяющим номинальный режим работы предохранителей, является температура нагрева места присоединения контактного вывода к подводящим проводникам. Максимально допустимое значение этой температуры при номинальном токе оговаривается ГОСТом. Номинальный тепловой режим предохранителя однозначно определяется электрическим сопротивле-

нием предохранителей в нагретом состоянии и соответствующей этому режиму температурой мест присоединения контактных выводов к подводящим проводникам.

Цель работы. Определение превышения температуры на выводах предохранителя в зависимости от таких внешних факторов, как температура окружающего воздуха, сечение выводов предохранителя и длина токоподводящих шин. Для этого воспользуемся методикой, представленной в [1], где токопроводящая система предохранителя (плавкий элемент, выводы и токоподводящие проводники) разбиваются на участки прямоугольной формы и постоянного сечения (рис.1).



Рис. Эквивалентная схема токоведущей системы предохранителя: 1 и *n* – внешние проводники, присоединяемые к предохранителю; 2 и *n* – 1 – выводы предохранителя;

3 и *n*-2 – нерабочие части плавкого элемента (конструктивно необходимые); 4, ..., *n*-3 – рабочие части плавкого элемента (модули переменного сечения).

Рабочая часть плавкого элемента разбивается на участки, каждый из которых представляет собой модуль плавкого элемента, причем в пределах каждого участка сечение и периметр одинаковы и равны эквивалентным значениям сечения и периметра модуля плавкого элемента:

$$S_{\rm M} = \frac{\rho l_{\rm M}}{R_{\rm M}}; \ P_{\rm M} = \frac{2S_{\rm M}}{\delta} + 2\delta ,$$

где *S*_м – эквивалентное сечение модуля; lм – длина модуля; Rм – сопротивление модуля; ρ – удельное электрическое сопротивление; Рм – эквивалентное значение периметра модуля; δ – толщина плавкого элемента.

Для определения сопротивления модуля плавкого элемента $R_{\rm M}$, имеющего произвольную (известную) форму перехода от перешейка к широкой части с учетом стягивания линий тока, воспользуемся результатами, приведенными в [1].

Для расчета тепловых характеристик плавких предохранителей необходимо знать коэффициент теплоотдачи с поверхности плавкого элемента и подводящих проводников. Коэффициент теплоотдачи представляет собой весьма сложную функцию большого числа параметров, оказывающих существенное влияние на процесс теплообмена. К этим параметрам следует отнести температуру поверхности и гео-

метрическую форму плавкого элемента, геометрические и теплофизические параметры кварцевого наполнителя, электрофарфорового корпуса, асбестовых прокладок, металлических крышек, токоподводящих контактов и шин, температуру окружающей среды и др.

С некоторым приближением, достаточным для инженерных расчетов, можно пользоваться значениями коэффициентов теплоотдачи, полученных экспериментальным путем. Коэффициент теплоотдачи Кт для плавкого элемента, находящегося внутри корпуса в кварцевом наполнителе, выбирается в пределах (0,5-1,0)·10⁻³ Вт/(см²·°С), а для токоподводящих контактов и шин, находящихся в воздухе в пределах (1-1,5)10⁻³ Вт/(см²·°С).

Высокое быстродействие предохранителей достигается повышением плотности тока в перешейках плавких элементов, что вызывает сильный нагрев предохранителя. Поэтому такие внешние факторы, как температура окружающего воздуха, сечение и длина токоподводящих шин, оказывают большое влияние на все характеристики предохранителя.

Для оценки влияния температуры воздуха используются различные эмпирические формулы и зависимости. В среднем можно считать, что при повышении температуры воздуха на 1°С номинальное значение тока необходимо снижать на 0,5-0,7 % [2]. Принудительное воздушное охлаждение предохранителей при скорости потока 2-10 м/с позволяет повысить номинальный ток предохранителя до 20-50 %, а водяное охлаждение до 50%.

Исследовались быстродействующие плавкие предохранители на номинальный ток 630 А и номинальные напряжения 380 В и 660 В.

Плавкие элементы имели следующие параметры: материал плавкого элемента – серебро; толщина плавкого элемента $\delta = 0,01$ см; ширина перешейка (узкой части) – 0,015 см; диаметр отверстия, которыми образуются перешейки – 0,15 см;

для $U_{\rm H} = 380$ В n = 2; m = 56; $l_{\rm M} = 1$ см; для $U_{\rm H} = 660$ В n = 4; m = 72; $l_{\rm M} = 0,5$ см,

где *n* – число последовательных перешейков (рядов отверстий); *m* – число параллельных перешейков (определяющих сечение плавкого элемента).

Обычно около 70% выделяемого в предохранителе тепла отводится через выводы предохранителя и токоведущие шины. Поэтому увеличение их сечения может обеспечить увеличение номинального тока.

Производился расчет превышения температуры на выводах предохранителя в зависимости от сечения выводов предохранителя по методике, представленной в [1].

Выводы предохранителя $l_{\rm B} = 5$ см; подводящие шины $l_{\rm m} = 150$ см; се-

чение $S_{\rm m} = 5 \text{ см}^2$; температура окружающей среды – 40°. Результаты расчета представлены в табл. 1.

ОТ ССЧСНИЙ ВЫВОДОВ													
$U_{\scriptscriptstyle \mathrm{H}},\mathrm{B}$	n	т	$S_{\rm B} = 1,5$	$S_{\rm B} = 2,0$	$S_{\rm B} = 2,5$	$S_{\rm B} = 3,0$	$S_{\rm B} = 3,5$	$S_{\rm B} = 4,0$					
			см ²										
380	2	56	93,71	90,71	88,97	87,84	87,05	86,46					
660	4	72	94,69	91,65	89,90	88,76	87,96	87,37					

Таблица 1 – Превышение температуры на выводах предохранителя в зависимости от сечения выводов

Длина токоподводящих шин определяет размеры теплоотводящей поверхности и также влияет на нагрев предохранителя.

Производился расчет превышения температуры на выводах предохранителя в зависимости от длины токоподводящих шин.

Выводы предохранителя $l_{\rm B} = 5$ см; $S_{\rm B} = 2,6$ см²; сечение подводящих шин $S_{\rm m} = 5$ см²; температура окружающей среды – 40°.

Результаты расчета представлены в табл. 2.

Таблица 2 – Превышение температуры на выводах предохранителя в зависимости от длины токоподводящих шин

$U_{\scriptscriptstyle \mathrm{H}},\mathbf{B}$	n	т	$l_{\rm III} = 50$	$l_{\rm III} = 100$	$l_{\rm m} = 150$	$l_{\rm III} = 200$	$l_{\rm III} = 250$	$l_{\rm III} = 300$
			СМ	СМ	СМ	СМ	СМ	СМ
380	2	56	103,91	89,81	88,71	88,62	88,61	88,61
660	4	72	105,04	90,75	89,64	89,54	89,53	89,53

Выводы. Из проведенных исследований можно сделать следующие выводы. Увеличение сечения выводов предохранителя с 1,5 см² до 4 см² снижает превышение температуры выводов предохранителя на 7 °С, причем основное снижение наблюдается при $S_{\rm B} = (1,5-2,5)$ см². Следовательно, дальнейшее увеличение сечения неэффективно.

Увеличение длины шин с 50 до 300 см снижает превышение температуры на 15,5 °С, причем основное снижение наблюдается при $l_{\rm m} = (50 - 150)$ см. Поэтому дальнейшее увеличение длин шин также неэффективно.

Список литературы: 1. *Фомин В.И.* Определение тепловых и коммутационных характеристик быстродействующих предохранителей на стадии проектирования: Дис. канд. техн. наук – Харьков, 1983. – 240 с. 2. *Намитоков К.К.* и др. Аппараты для защиты полупроводниковых устройств. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 280 с.

Поступила в редколлегию 23.04.2012 Рецензент д.т.н., проф. Лупиков В.С.

УДК 621.316

А.А. ЧЕПЕЛЮК, канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПИ", Харьков *А.Л. ХЛОБЫСТИН*, магистр, НТУ "ХПИ", Харьков

АНАЛИЗ ПРОБЛЕМЫ ЗАЩИТЫ БЫТОВЫХ ОДНОФАЗНЫХ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ОТ НЕДОПУСТИМЫХ ОТКЛОНЕНИЙ НАПРЯЖЕНИЯ В ПИТАЮЩЕЙ СЕТИ

Analysis of the problem concerning to protection of household single-phase consumers of electric energy from inadmissible deviations of voltage in the electric power line is resulted.

Проведен анализ проблемы защиты бытовых однофазных потребителей электрической энергии от недопустимых отклонений напряжения в питающей сети.

Проведено аналіз проблеми захисту побутових однофазних споживачів електричної енергії від недопустимих відхилень напруги в мережі живлення.

Введение. В Украине на сегодняшний день в значительной части внутридомовых распределительных сетей электроснабжения многоквартирных домов старой застройки, из-за значительной их изношенности, несвоевременного технического обслуживания, не всегда качественных ремонтов, а местами и перегруженности электрических сетей, вследствие возросших за последние 10-15 лет нагрузок бытовых потребителей, качество электрической энергии у конечных потребителей в таких сетях по отдельным показателям (временные перенапряжения и их длительность; провал напряжения, его длительность и частость появления, импульсные перенапряжения и др.) не всегда соответствует принятому стандарту качества электрической энергии [1-3]. Результатом недопустимых отклонений напряжения в питающих сетях бытовых потребителей в зависимости от их уровня и продолжительности, является сокращение ресурса работы электроприборов, выход их из строя, а также, в ряде случаев - возможное их возгорание, что делает проблему защиты бытовых однофазных потребителей электрической энергии от недопустимых отклонений напряжения в питающей сети особо актуальной.

Цель работы – анализ проблемы защиты бытовых потребителей электрической энергии от недопустимых отклонений напряжения в питающей сети и путей ее решения в Украине.

Показатели и нормы качества электрической энергии. Качест-

вом электроэнергии (КЭ) во многом определяется надежная и безопасная работа всех видов электрооборудования. В Украине, в настоящее время, качество электроэнергии в системах общего назначения переменного трехфазного (напряжением 380 В) и однофазного (напряжением 220 В) тока частотой 50 Гц регламентируется ГОСТ 13109-97 [2].

Для систем электроснабжения общего назначения, к которым относятся системы электроснабжения бытовых потребителей, в точке общего присоединения нормально допустимые и предельно допустимые значения установившегося отклонения напряжения составляют соответственно ± 5 и $\pm 10\%$ от номинального напряжения сети – $U_{\rm Hom}$.

Внезапное понижение напряжения в точке электрической сети ниже 0,9 $U_{\text{ном}}$, за которым следует восстановление напряжения до первоначального или близкого к нему уровня через промежуток времени от 10 мс до нескольких десятков секунд *называют провалом напряжения* (рис. 1). Он характеризуется длительностью провала напряжения и частостью его появления. Частость появления провалов может колебаться от нескольких случаев до 25-30 в год, в зависимости от вида питающих линий (воздушная, кабельная, смешанная) и схемного ре-



Рис. 1. Временное перенапряжение и провал напряжения в электрической

шения устройств АВР (при их надопустимое личии). Предельно длительности значение провала напряжения в электрических сетях напряжением до 20 кВ включительно равно 30 с. Длительность автоматически устраняемого провала напряжения в любой точке присоединения к электрическим сетям определяется выдержками времени устройств релейной зашиты, автоматики и коммутационных аппаратов, установленных в

соответствующих электрических сетях энергоснабжающей организации.

Повышенное напряжение в точке электрической сети выше $1,1U_{\text{ном}}$ продолжительностью более 10 мс считают *временным перена-пряжением* (рис. 1). Оно характеризуется коэффициентом и длительностью временного перенапряжения. Значения коэффициента временного перенапряжения в точках присоединения электрической сети общего назначения в зависимости от длительности временных перенапряжений не должны превышать значений, указанных в табл. 1.

Таблица 1 – Параметры временного перенапряжения Длительность $\Delta t_{\text{пер}U}$, с до 1 до 20 до 60 Коэффициент $K_{\text{пер}U}$, о. е 1,47 1,31 1,15

Резкое изменение напряжения в точке электрической сети, за которым следует восстановление напряжения до первоначального или близкого к нему уровня за промежуток времени до нескольких миллисекунд называют импульсом напряжения (импульсным перенапряжением) – рис. 2. Он характеризуется амплитудой и длительностью импульса. Импульсные перенапряжения по своей природе разделяются на грозовые и коммутационные.



Рис. 2. Импульсы напряжения.

Значения грозовых импульсных перенапряжений с вероятностью 90 % не превышают 10 кВ – в воздушной сети напряжением 0,38 кВ и 6 кВ – во внутренней проводке зданий и сооружений. Значения коммутационных импульсных напряжений при их длительности на уровне 0,5 амплитуды импульса, равной 1000-5000 мкс в указанных сетях не превышают 4,5 кВ.

Несимметричные и аварийные режимы работы трехфазных цепей с глухозаземленной нейтралью. Для указанных цепей возможны следующие аварийные режимы работы (рис. 3).



Рис. 3. Аварийные режимы работы трехфазных цепей с глухозаземленной нейтралью: а – обрыв фазного проводника; б – обрыв нейтрального (нулевого) проводника; в – обрыв фазного и нейтрального проводников.

1. При обрыве фазы A (рис. 3,а) нагрузка \underline{z}_a оказывается обесточенной ($\overline{I}_A = 0$), а остальные нагрузки (\underline{z}_b , \underline{z}_c) свои режимы работы не изменят $\overline{I}_B = \overline{U}_{bn}/\underline{z}_b$, $\overline{I}_C = \overline{U}_{cn}/\underline{z}_c$ (рис. 4,а). В указанном аварийном режиме нейтральный провод будет нагружен дополнительно $\overline{I}_N = \overline{I}_B + \overline{I}_C$.

Применительно к однофазным сетям бытовых потребителей, подключенных к трехфазной системе электроснабжения с глухозаземленной нейтралью, такой режим можно считать аварийным лишь по отношению к обесточенному вследствие обрыва фазы потребителю.

2. Обрыв нейтрального проводника (рис. 3,6) не всегда вызывает аварию в трехфазных цепях. Если нагрузка симметрична, то обрыв нейтрального провода не изменит токов нагрузок, так как для симметричной нагрузки $\bar{I}_N = 0$. Для несимметричных нагрузок $\bar{I}_N \neq 0$, и поэтому такой режим может вызвать аварию. Это можно показать, используя метод двух узлов:

$$\overline{U}_{NN^1} = \frac{\frac{\overline{E}_a}{\underline{z}_a} + \frac{\overline{E}_b}{\underline{z}_b} + \frac{\overline{E}_c}{\underline{z}_c}}{\frac{1}{\underline{z}_a} + \frac{1}{\underline{z}_b} + \frac{1}{\underline{z}_c}}, \overline{I}_A = \frac{\overline{E}_A - \overline{U}_{NN^1}}{\underline{z}_a}, \overline{I}_B = \frac{\overline{E}_B - \overline{U}_{NN^1}}{\underline{z}_b}, \overline{I}_C = \frac{\overline{E}_C - \overline{U}_{NN^1}}{\underline{z}_c}$$

Напряжение \overline{U}_{NN^1} (рис. 4,б) не равно нулю, если нагрузки несимметричны. Фазные токи также будут неодинаковыми. В таком режиме приложенные к несимметричным нагрузкам \underline{z}_a , \underline{z}_b , \underline{z}_c напряжения могут существенно отличаться от номинальных значений, как в большую, так и в меньшую сторону (в зависимости от соотношений \underline{z}_a , \underline{z}_b и \underline{z}_c), что может служить причиной выхода из строя указанных нагрузок.

3. При коротком замыкании фазы A и обрыве нейтрального проводника (рис. 3,в) напряжение этой фазы $\overline{U}_a = 0$, (рис. 5,а), а напряжение на нагрузках \underline{z}_b и \underline{z}_c увеличится в $\sqrt{3}$ раз (до \overline{U}_{ab} на нагрузке \underline{z}_b и до \overline{U}_{ca} на нагрузке \underline{z}_c). Токи в нагрузках фаз B и C также увеличатся в $\sqrt{3}$ раз: $\overline{I}_b = \overline{U}_{ab}/\underline{z}_b$, $\overline{I}_c = \overline{U}_{ca}/\underline{z}_c$. Ток в фазе A в этом случае составит: $\overline{I}_A = \overline{I}_{ab} - \overline{I}_{ca} = \overline{I}_B - \overline{I}_C$.



Рис. 4. Векторные диаграммы при обрыве фазы *A* (а) и при обрыве нейтрального проводника (б).

4. При обрыве фазы *A* и нейтрального проводника (рис. 3,в): $\bar{I}_A = 0, \bar{I}_N = 0, \ \bar{I}_B = \bar{I}_C = \overline{U}_{bc} / (\underline{z}_b + \underline{z}_c)$

В оставшихся фазах токи будут одинаковыми, а напряжения на них будут зависеть от сопротивлений нагрузок (рис. 5,б).



Рис. 5. Векторные диаграммы при коротком замыкании фазы А и обрыве нейтрального проводника (а) и при обрывах фазы А и нейтрального проводника (б).

Применительно к распределительным сетям однофазных потребителей, нагрузка которых в трехфазной системе несимметричная указанные выше режимы являются аварийными, в связи с чем, требуется защита этих потребителей от указанных аварийных режимов. Защита от короткого замыкания должна обеспечиваться предохранителями и

автоматическими выключателями, а защита от недопустимых отклонений напряжения вследствие обрыва нейтрального проводника, которые ставят под угрозу все включенные в это время электроприборы – с помощью дополнительных средств защиты от этих режимов.

Средства и способы защиты бытовых однофазных потребителей электрической энергии от недопустимых отклонений напряжения в питающей сети. Для решения проблемы защиты бытовых однофазных потребителей электрической энергии от недопустимых отклонений напряжения в питающей сети, возникающих из-за низкого качества электроэнергии, наряду с приведением распределительных и питающих сетей бытовых потребителей с соответствие с современными требованиями ПУЭ [3] и дальнейшим их своевременным и качественным обслуживанием, могут применяться устройства, повышающие качество электроэнергии (ограничители импульсных перенапряжений, стабилизаторы сетевого напряжения, источники бесперебойного питания), позволяющие, в ряде случаев, нормализовать питающее напряжение, а также аппараты защиты от недопустимых отклонений напряжения в питающей сети (автоматические переключатели фаз, автоматические выключатели с расцепителем минимального и максимального напряжения, вольт-автоматы, реле напряжения для защиты однофазных потребителей от недопустимых отклонений напряжения в сети), осуществляющие защиту бытовых однофазных потребителей путем отключения их нагрузки от аварийной сети.

Ограничители импульсных перенапряжений (ОИП или устройства защиты от импульсных перенапряжений – УЗИП), применяемые в сетях электроснабжения, обеспечивают защиту электрооборудования от импульсных перенапряжений (грозовых и коммутационных) и в сетях электроснабжения низкого напряжения (до 1000 В) делятся на 3 класса: I (B), II (C), III (D). Для обеспечения максимальной степени защиты от импульсных перенапряжений, в соответствие с современными зарубежными стандартами по молниезащите и импульсным перенапряжениям, наряду с обустройством внешних молниеприемников зданий, должны применяться комбинированные системы защиты распределительных сетей, состоящие из четырех (при наличии воздушной линии на участке от питающего трансформатора до ввода в здание) или трех (при кабельном вводе в здание) ступеней, каждая из которых защищает определенный участок распределительной сети на всем ее протяжении (от питающего трансформатора до конечного потребителя), снижая, по направлению к потребителю, энергию и уровень импульсного разряда (перенапряжения) до безопасной величины на вводе

потребителя [4-7]. Поскольку защитное действие ОИП основано на шунтировании импульсных перенапряжений в землю, практическая реализация всех ступеней защиты возможна лишь при наличии эффективной системы заземления на всех ступенях.

Первая ступень четырехступенчатой системы защиты предназначена для ограничения уровня пульсаций напряжения в сети в момент разряда молнии до максимально допустимого последующими ступенями защиты: В (до 4 кВ), С (до 2,5 кВ), D (до 1,5 кВ) и реализуется газовыми и вакуумными разрядниками класса А, которые устанавливаются непосредственно на опоре воздушной линии электропередачи. Остальные три ступени устанавливаются внутри зданий, сооружений и др. и реализуются ОИП I, II и III классов (варисторными разрядниками классов B, C и D), параметры которых позволяют постепенно снизить энергию разряда на вводе у потребителя до безопасной величины.

Вторая ступень защиты реализуется ОИП класса В, которые устанавливаются в главный распределительный щит или вводной щит (на вводе в здание) после ОИП класса А, а, в случае запитывания объекта от подземных (кабельных) линий электропередачи, может являться первой ступенью защиты.

Третья ступень защиты реализуется ОИП класса С, которые устанавливаются во вторичные распределительные щиты после ОИП класса В и предназначена для сглаживания пульсаций напряжения в сети до уровня, приемлемого для запитывания оборудования, критичного к питающему напряжению. ОИП класса С могут являться последней ступенью в комплексе защиты от импульсных перенапряжений.

Четвертая ступень защиты обеспечивает защиту конечных потребителей от остаточных бросков напряжений и реализуется применением ОИП класса D, которые могут быть встроены в чувствительное к таким перенапряжениям электрооборудование или расположены в виде отдельных устройств перед этим оборудованием.

Чтобы уменьшить чувствительность компьютерной, теле-, видео-, аудиотехники, высокотехнологичных электробытовых приборов к перенапряжениям, характерным четвертой ступени защиты, большинство современных производителей встраивают такую защиту в блоки питания внутри указанного электрооборудования. Эффективная работа встроенной защиты возможна лишь в случае, когда приборы со встроенной защитой класса D будут подключены к питающей сети с вышестоящими ступенями защит (В и С – классов). В противном случае, такие электроприборы оказываются защищенными лишь от невысоких уровней импульсных перенапряжений, характерных классу защиты D,

и при более высоких уровнях импульсных перенапряжений в питающей сети они могут выйти из строя. В случае, когда электроприборы со встроенной внутренней защитой от импульсных перенапряжений выполнены I класса защиты от поражения электрическим током и требуют подключения к трехпроводной (TN-S) сети с заземляющим РЕ проводником, но из-за отсутствия трехпроводной питающей сети у потребителя, в нарушение норм электробезопасности, подключаются к двухпроводной (TN-C) сети, что характерно большинству бытовых потребителей Украины домов старой застройки, защита от перенапряжений в таких приборах не обеспечивается даже на указанном – минимальном уровне, поскольку ОИП внутри таких приборов подключены между фазным (L) и PE – проводником и между нейтральным (N) и РЕ – проводником, который при работе прибора оказывается не подключенным к внешнему заземляющему проводнику системы электроснабжения. По этой же причине оказываются неэффективными и сетевые фильтры, которые часто встраиваются в удлинители.

Стабилизаторы сетевого напряжения однофазные предназначены для стабилизации напряжения в однофазных сетях с номинальным напряжением 220 В. Их классифицируют по номинальной мощности (току), по конструктивному исполнению и принципу действия (электромеханические - сервоприводные, латрного типа; электронные симисторные, тиристорные, полупроводниковые; релейного типа). Стабилизаторы напряжения обеспечивают стабилизацию выходного напряжения на выходе при условии, что напряжение питания на входе не выходит за допустимые пределы.

Нижний предел входного напряжения большинства современных стабилизаторов достигает 100-135 В, верхний – не превышает 275 В. Поскольку при обрыве нейтрального проводника в трехфазной распределительной сети с глухозаземленной нейтралью, к которой подключены однофазные потребители, входное напряжение однофазного стабилизатора отдельного потребителя может выходить за указанные пределы, такие стабилизаторы сами нуждаются в защите от недопустимых провалов напряжения и временных и импульсных перенапряжений по входу, поэтому в большинстве конструкций современных стабилизаторов указанные виды защит реализованы внутри самих конструкций. Для остальных конструкций стабилизаторов – необходимо предусмотреть внешнюю защиту от указанных аварийных ситуаций на входе.

Также недостатками способа защиты индивидуальных бытовых однофазных потребителей электрической энергии от недопустимых отклонений напряжения в питающей сети путем стабилизации выходного на-

пряжения является требуемое наличие подходящего для их установки места; дополнительная потребляемая стабилизатором мощность, как под нагрузкой, так и в режиме холостого хода, что существенно увеличивает расход электроэнергии у потребителя; шум при работе (в мощных стабилизаторах для дополнительного охлаждения применяются вентиляторы; в релейных, сервоприводных и латрного типа дополнительный шум также вызван работой реле и сервоприводов). Указанные недостатки существенно ограничивают широкое применение однофазных стабилизаторов у бытовых потребителей, особенно, в условиях многоквартирных домов, изза ограниченной площади жилищ.

Источники бесперебойного питания (ИБП) в зависимости от схемного решения служат для бесперебойного снабжения электрической энергией ответственных потребителей не только в случае пропадания входного питающего напряжения, или отклонения его за пределы предельно допустимых значений, но и в случае недопустимого отклонения частоты питающей сети. Практически все виды ИБП также имеют встроенную защиту от импульсных перенапряжений и от высокочастотных помех в питающей сети. В соответствии с указанными выше функциональными особенностями различают три вида схем построения ИБП: резервная, интерактивная и неавтономная (двойного преобразования) [8]. В состав любого ИБП обязательно входят аккумуляторная батарея; зарядное устройство, которое обеспечивает зарядку аккумуляторной батареи при наличии напряжения в сети, обеспечивая тем самым постоянную готовность к работе ИБП в автономном режиме; инвертор, преобразующий постоянное напряжение предварительно заряженной аккумуляторной батареи в переменное напряжение на выходе и схема управления.

В ИБП, выполненных по резервной схеме (Off-Line, Standby), стабилизация входного напряжения и частоты основного источника не предусмотрены и при исчезновении входного питающего напряжения (напряжения первичной сети) или при его отклонении за пределы предельно допустимых значений, нагрузка автоматически отключается от аварийной первичной сети и тут же подключается к питанию от схемы, получающей электрическую энергию от собственных аккумуляторов с помощью инвертора. При восстановлении напряжения в пределах нормы, происходит автоматическое переключение нагрузки на питание от первичной сети. Недостатком таких ИБП являются несинусоидальность формы выходного напряжения и относительно долгое время (4..12 мс) переключения на питание от батарей.

Устройство ИБП, выполненных по интерактивной схеме (Line-

Interactive), аналогично предыдущей схеме, но дополнительно на входе присутствует ступенчатый стабилизатор напряжения. В таких ИБП, благодаря стабилизации выходного напряжения при отклонении входного напряжения от предельно допустимых значений встроенным стабилизатором без перехода на аккумуляторные батареи, значительно увеличивается срок службы аккумуляторной батареи. За счет синхронизации инвертора с входным напряжением в таких ИБП время переключения меньше, чем в предыдущем варианте.

Принцип действия ИБП неавтономного (online) режима состоит в двойном преобразовании рода тока (сначала входное переменное напряжение преобразуется в постоянное, затем обратно в переменное напряжение с помощью обратного преобразователя - инвертора), благодаря чему достигается стабилизация не только выходного напряжения, но и частоты питающей сети.

Поскольку ИБП характерна достаточно высокая стоимость, ограниченное емкостью аккумуляторной батареи время работы при исчезновении питающего напряжения и ограниченный срок службы аккумуляторных батарей широкого распространения для защиты бытовых однофазных потребителей при недопустимых отклонениях питающего напряжения в питающей сети они не получили. В бытовых сетях ИБП применяются в основном для защиты наиболее ответственного бытового электрооборудования, критичного к наличию питания с нормальными параметрами питающей сети, например: домашние компьютеры, схемы управления отопительными котлами. Чаще всего в таких случаях применяются ИБП, выполненные по резервной (наиболее доступные по цене) или интерактивной схемах.

Выводы. 1. Несмотря на действующие в Украине высокие стандарты качества электроэнергии и ПУЭ с современными общеевропейскими правилами и нормами по электробезопасности, значительная часть распределительных сетей однофазных бытовых потребителей находится в крайне неудовлетворительном техническом состоянии и, в ряде случаев, является перегруженной, что существенно ухудшает качество электроэнергии и приводит к дополнительным авариям внутри сети. Эти аварии могут повлечь за собой нарушение нормальной работы бытовых приборов, выход их из строя и возможное возгорание.

2. Решение указанной проблемы на государственном уровне может быть достигнуто за счет принятия государственных программ по реконструкции распределительных сетей бытовых потребителей с первостепенным приоритетом внутридомовых распределительных сетей многоквартирных домов старой застройки.

3. Приведение старых распределительных сетей электроснабжения бытовых потребителей в соответствие с общеевропейскими нормами и стандартами по защите электрооборудования бытовых потребителей от импульсных перенапряжений требует дорогостоящей реконструкции как внутридомовых, так и внутриквартирных сетей.

4. Наиболее эффективными устройствами индивидуальной защиты от недопустимых отклонений напряжения питающей сети и импульсных перенапряжений являются стабилизаторы напряжения и источники бесперебойного питания со встроенной защитой от импульсных перенапряжений. Эффективная работа встроенной в такие устройства защиты от импульсных перенапряжений возможна при подключении указанных устройств к трехпроводной питающей сети (TN-S). Сравнительно высокая стоимость и габариты этих устройств существенно ограничивают их широкое применение бытовыми потребителями.

5. Более доступным способом индивидуальной защиты бытовых потребителей от недопустимых отклонений напряжения питающей сети является применение специальных аппаратов защиты (автоматические переключатели фаз, автоматические выключатели с расцепителем минимального и максимального напряжения, вольт-автоматы, реле напряжения для защиты однофазных потребителей от недопустимых отклонений напряжения в сети). Такие аппараты осуществляют защиту бытовых однофазных потребителей путем отключения их нагрузки от аварийной сети.

Список литературы: 1. Чепелюк А.А., Хлобыстин А.Л. О влиянии технического состояния внутридомовых распределительных сетей на электробезопасность бытовых однофазных потребителей электрической энергии // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". Зб. наук. праць. Тем. вип.: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2011. – № 60. – С. 46-53. 2. ГОСТ 13109-97. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. 3. Правила устройства электроустановок (ПУЭ) – Харьков: Форт, 2009. – 704 с. 4. http://www.higercom.ru/products/support/upimpuls.htm. 5. http://www.news.elteh.ru/arh/2009/56/18.php. 6. http://www.energomera.ru/documentations/primenenie.pdf. 7. Чермак. А. Применение устройств фирмы Накеl для защиты от импульсных перенапряжений и помех // Электропанорама. – 2005. – № 1-2. – С. 34-36. 8. http://ru.wikipedia.org/wiki/Стабилизаторы переменного напряжения. 9. http://ru.wikipedia.org/wiki/Источник бесперебойного питания.

Поступила в редколлегию 11.05.12 Рецензент д.т.н., проф. Лупиков В.С.

УДК 621.313

В.В. НАНИЙ, канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПИ", Харьков **А.А. ДУНЕВ,** аспирант, НТУ "ХПИ", Харьков

ВЛИЯНИЕ НЕРАВНОМЕРНОСТИ ВОЗДУШНОГО ЗАЗОРА ДКР НА ВЕЛИЧИНУ УГЛА НАГРУЗКИ

Reviewed studies corner of the motor with a rolling (MRR) on the basis of six - and eight-slot design. The calculation of real loading angles with account of the irregularity of the air gap and build dependencies for the different values of the eccentricity and the current in the windings.

Рассмотрены исследования угла нагрузки в двигателе с катящимся ротором (ДКР) на базе шести- и восьми пазовой конструкции. Проведен расчет реальных углов нагрузки с учетом неравномерности его воздушного зазора и построены зависимости для разной величины эксцентриситета и тока в обмотках.

Розглянуто дослідження кута навантаження в двигуні ротором, що котиться (ДРК) на базі шости- та вісьми пазової конструкції. Проведено розрахунок реальних кутів навантаження з урахуванням нерівномірності його повітряного проміжку і побудовані залежності для різної величини ексцентриситету та струму у обмотках.

Постановка проблемы. Вопросы определения реального направления угла нагрузки в ДКР с учетом неравномерности его воздушного зазора ранее не рассматривались.

Анализ литературы. В работе [1] рассмотрены разновидности ДКР при разных типах конструкции, рассмотрены особенности его работы и описаны его динамические характеристики: вопросы, связанные с определением угла нагрузки не рассматривались. В работе [2] рассмотрено математические выражения для приближенного определения угла нагрузки в ДКР для 50-100 Нм двигателя. Есть необходимость уточнения полученных данных.

Цель статьи. Необходимо рассчитать реальные углы нагрузки для восьми и шести пазового образца ДКР. Сделать сравнительный анализ полученных данных.

Машины синхронно-реактивного типа. Двигатели с катящимся ротором, как известно, это синхронные машины, реактивного типа, с ротором в виде ферромагнитного сердечника без обмотки. Роль вра-

щающейся части у них выполняет ротор, который обкатывается по расточке статора, совершая редукцию скорости и момента, передавая ее на вал.

Классические машины синхронно-реативного типа (СРД) характеризуются всегда таким параметром, как угол нагрузки, который характеризует отставание или опережение ротора относительно основного магнитного поля, созданного обмоткой статора. Ротор в ДКР – это полый ферромагнитный цилиндр без обмоток, который, как и в синхронно-реактивных машинах увлекается полем статора, имея всегда определенную величину угла нагрузки (рис. 1). Так как в ДКР ротор всегда обкатывается по расточке статора, с постоянным контактом на его поверхности (точка А), то здесь можно говорить о неравномерности воздушного зазора в данной области – "статор-ротор".

В идеализированном случае предполагалось, что сила магнитного притяжения (Q), созданная током обмотки статора, всегда направлена строго посередине зубца машины. В реальности, вследствие неравномерности воздушного зазора, имеет место сдвиг этого вектора силы на определенный угол, смещение которого происходит в сторону меньшего воздушного зазора.

Расчет реального угла нагрузки. Для расчета величины реального угла нагрузки была разработана методика равенства площадей (объемов) магнитного поля в зазоре, которая реализуется компьютерным моделированием. Опираясь на классическую теорию синхроннореактивных машин можно сказать, что максимальный угол нагрузки у них, до выпадения из синхронизма, составляет 45°, а в действительности эта величина оказывается еще меньше (27-30°). ДКР также являются синхронно-реактивными машинами, но максимальный угол нагрузки для них достигает значения 90°, а в действительности 60-80° для различных величин эксцентриситета.



Рис. 1. Направление сил отдельных катушек в ДКР.

В ходе расчета была рассмотрена картина формирования сил при неравномерном воздушном зазоре и определены реальные величины углов нагрузки для шести- и восьми пазового ДКР.

Первый расчет был проведен для восьмипазового макетного образца ДКР с величиной эксцентриситета 0,35 мм, 300 витках и 2А тока в катушке. Расчет магнитного поля в пакете программ Maxwell 3D v.11 позволил судить о неоднозначно-

сти распределения магнитной индукции на поверхности зубцов, в зоне действия катушек. Так как ближе всего к точке контакта (точка А) находится вторая и третья обмотки, то и магнитная индукция на поверхности этих зубцов (поз. 2 и 3 на рис. 2) была более-менее равномерной из-за малого изменения расходящегося воздушного зазора в этих областях.



линия контакта статора и ротора

Рис. 2. Магнитная индукция на поверхности второго и третьего зубцов.

Это подтверждает и математический расчет этой ситуации в среде Maxwell 11v.

Если изобразить развертку этих четырех работающих зубцов, то мы увидим однородность магнитной индукции на их поверхности.

Следовательно, по формуле для определения силы одностороннего магнитного притяжения (ОМП) можно рассчитать силу *Q* для второгоого и третьего зубцов:

$$Q = \frac{\pi \cdot B^2 \cdot D_c \cdot L \cdot K_z}{16 \cdot \mu_0},\tag{1}$$

где B – индукция в воздушном зазоре; D_c – диаметр статора; L – активная длина сердечника статора; K_z – относительная длина зубца статора.

Для нашого случая: *Q* = 5111 H.

Затем, зная величину этой силы, необходимо определить ее реальное направление.

Воздушный зазор в зоне действия данной второй катушки имеет расходящийся характер, и определить точно его площадь достаточно сложно. Для этого была создана модель в программном пакете KOMPAS v.13 и определены точные ее значения.

Так как, для определения реального направления действия силы ОМП второго зубца необходимо найти баланс этих площадей в этой области, мы воспользовались услоаием равенства площадей.

А так как сила одностороннего магнитного притяжения всегда обратно пропорциональная величине воздушного зазора, то реальное направление действия вектора силы Q всегда будет смещено в область с меньшим воздушным зазором ($Q \sim 1/\delta$).

После расчетов площадей и определения их баланса в области действия второй катушки, мы получили смещение реального вектора действия силы *Q* от идеализированного направления на угол 13°.

Проведя аналогичные расчеты для области действия 1-ой катушки, мы получили смещение силы ОМП на 6°.

Так как точка контакта (точка А) равноудалена от катушек 2,3 и 1,4, то, соответственно, и характер направления векторов для них будет одинаковым: для катушки 3 – смещение будет иметь значение в 13°, а для катушки 4 – в 6° (рис. 3.)





Рис. 3. Реальное направление действия силы ОМП для 8-пазового ДКР.

Рис. 4. Расчет реальных углов нагрузки для разных положений точки контакта (от 0° до 90°).

Расчет угла нагрузки при смещении точки контакта. Далее, исследуя режим смещения точки контакта (точка A) по 15° относительно силы действия ОМП $Q_{\rm ид}$, мы получили следующие результаты зависимости реальных углов нагрузки от идеализированных (рис. 4-7).



Рис.5. Реальное направление действия силы ОМП при смещении точки контакта относительно $Q_{\mu\mu}$ на 90°.



Рис. 6. Зависимость реального угла нагрузки от идеализированного для восьмипазового ДКР при эксцентриситете 0,35 мм и токе 2А.

После проведения целого ряда расчетов для шестипазовой модели ДКР выяснилось, что линейный характер зависимости здесь так же сохраняется.



Рис. 7. Зависимость реального угла нагрузки от идеализированного для шестипазового ДКР при 0,08 мм эксцентриситете и токе 2А.

Погрешности в линейности этой зависимости можно объяснить сложностью расчета 3D модели в Maxwell 3D из-за неравномерности воздушного зазора.

Выводы. Таким образом, реальные углы нагрузки ДКР составляют: для восьмипазовой конструкции – 59⁰, для шестипазовой – 75⁰ при соблюдении условия критического угла нагрузки по массе ротора, эксцентриситету и частоте питающего напряжения [2].

Список литературы: 1. Бертинов А.И., Варлей В.В. Электрические двигатели с катящимся ротором. – М.: Энергия, 1969. – 200 с. 2. Наний В.В., Мирошниченко А.Г., Юхимчук В.Д., Дунев А.А. Угол нагрузки двигателя с катящимся ротором вертикального исполнения. – Вестник НТУ "ХПИ": Тем. выпуск "Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов". – 2008. – №25. – С. 97-99.

> Поступила в редакцию 18.04.2012 Рецензент д.т.н., проф. Милых В.И.

УДК 621.313

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

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ДВИГАТЕЛЯ С КАТЯЩИМСЯ РОТОРОМ С ДИСКОВЫМ РОТОРОМ

The review of existent constructions of electric motor with a rolling rotor (MRR). The special attention is spared an electric motor with the disk construction of rotor. Conducted test at the different types the power of coils MRR.

Сделан обзор существующих конструкций двигателя с катящимся ротором (ДКР). Особое внимание уделено двигателю с дисковой конструкцией ротора. Проведены испытания при различных видах запитывания обмоток ДКР.

Зроблено огляд існуючих конструкцій двигуна з ротором, що котиться (ДРК). Особлива увага приділена двигуну з дисковою конструкцією ротора. Проведені випробування при різних видах живлення обмоток ДРК.

Постановка проблемы. В настоящее время, в устройствах автоматики и систем управления, находит широкое применение ДКР, в качестве электропривода с малой инерцией ротора и высоким быстродействием. Эти машины показали себя хорошими в практически во всех режимах работы от S1 до S8.

Анализ литературы. В работе [1] рассмотрены разновидности ДКР с цилиндрической и дисковой конструкцией роторов. Приведены различные материалы для сердечников статора. Но в предложенных конструкциях отсутствуют варианты двигателей с массивным сердечником. В работе [2] приводится расчет коэффициента редукции двигателя, но нет вариантов для ротора, выполненного виде плоского диска.

Цель статьи – Разработать и испытать новую конструкцию ДКР с дисковым ротором и выполнить сравнительный анализ вариантов питания обмоток двигателя.

Проектирование ДКР с дисковой конструкцией ротора. Стремление найти более высокие моменты в одном и том же объеме, привели к попытке проектирования и изготовления ДКР с дисковой конструкцией ротора. Эта конструкция предполагает расположение обмоток статора в одной плоскости.

За основу принята Ш-образная конструкция активной части двигателя. Благодаря этому варианту расположения, обмотка не имеет рассеяния магнитного потока в зоне лобовых частей, т.к. вся катушка обмотки лежит в зоне активной части сердечника ДКР и участвует в создании полезного вращательного момента.

В ходе изготовления двигателя, была разработаны технологии намотки обмотки на криволинейный шаблон и ее изоляции, которые позволяют использовать шаблонную всыпную обмотку.

В ДКР с дисковой конструкцией ротора, вращающий момент, как и в цилиндрических машинах, зависит от квадрата радиуса активной части и поэтому, для таких двигателей, момент может быть сформирован практически по размеру наружного диаметра машины. Дисковая конструкция ротора позволит снизить износ обкатывающихся частей и



Рис.1. Конструкция статора ДКР.

тора составил 150 мм.

Частота вращения вала машины, может быть определена так же, по углам наклона обкатываемых поверхностей ротора и статора, относительно опорной оси машины.

$$i = \frac{\sin\beta_p}{\sin\beta_c - \sin\beta_p},\tag{1}$$

достичь больших значений редукции синхрон-

тизубцовая конструкция сердечника статора, как универсальная, для воз-

постоянного, так и переменного трехфазного

Максимальный диаметра точки обкатывания

ротора по статору, он же наружный диаметр ста-

(рис.

можности подачи

Была выбрана шес-

как

1).

ной скорости.

напряжения

где i – коэффициент редукции частоты вращения, β_c , β_p – половины углов при вершинах конусов поверхностей качения статора и ротора соответственно.

Была разработана конструкция с плоским ротором $\beta_p = \pi/2$, а зна-

чение угла конусности наклона статора, с возможностью изменения в пределах $\pi/3 \le \beta_C \le \pi/2$, которая показана на рис. 2.

На первом этапе отрабатывался вопрос работоспособности образца, при различных вариантах питающего напряжения. Первый эксперимент показал, что ротор без нагрузки демонстрирует значительные вибрации, приводящие к потере момента.



Рис.2. Поперечное сечение ДКР с дисковой конструкцией ротора.

При этом наблюдалась периодическая потеря контакта активных поверхностей сердечников статора и ротора. Для устранения вибрации, была предложена конструкция приспособления, прижимающая, центр масс ротора, к шаровой поверхности регулировочного винта. С помощью этого винта удачно реализуется изменение механической редукции частоты вращения выходного вала, путем изменения угла наклона обкатываемой поверхности ротора, относительно опорной оси машины. Для увеличения механической прочности и износостойкости шаровой поверхности, она была подвергнута термической обработке.

Исследования при различных способах питания. Испытания проводились для двух видов запитывания обмоток двигателя:

1.От преобразователя, с дискретным питанием, постоянным на-пряжением.

2. Через известную диодную схему, от трехфазной сети переменного напряжения.

В первом случае, при дискретном питании, на низких частотах следования питающих импульсов, можно применить массивные магнитопроводы статора и ротора, которые изготовлены из конструкционных марок сталей, с магнитной проницаемостью близкой к электротехнической стали.
Во втором случае был выбран преобразователь частоты Frequency Inverter CF23-16 (Швеция), который позволяет изменять величину частоты питающего напряжения по закону Костенко (U/f = const). При частоте питающего напряжения $f = 10\Gamma$ ц, значения напряжения и тока составили соответственно U=48B, I=2,8A, ДКР с дисковой конструкцией ротора развил вращающий момент на уровне 10 Нм, так же следует отметить значительную плавность хода ротора двигателя.

Возможные варианты модернизации двигателя. В отличие от ДКР цилиндрического типа, в дисковом, имеется возможность применения второго сердечника статора с обмотками, что позволит улучшить использование объема машины на 30-40%. При этом, удается достигнуть значения удельного момента на уровне 10-15 Нм/кг, в то время как, для лучших образцов вентельно-моментных двигателей, этот показатель составляет 5-7 Нм/кг.

Возможен так же вариант двухроторной машины, в которой между роторами располагается двухобмоточный статор. При этом решается задача динамического уравновешивания конструкции, и как следствие, снижение уровня вибрации.

Выводы. Спроектированный и изготовленный ДКР, с дисковой конструкцией ротора, подтвердил свою работоспособность, а результаты испытаний определили цели дальнейших исследований. Для реализации такого двигателя необходима дальнейшая серьезная проработка механического сочленения опорной оси статора с осью ротора и механической передачи несоосного вращения.

Список литературы: 1. Бертинов А.И. Электрические машины с катящимся ротором / А.И. Берттинов, В.В. Варлей. – М.: Энергия, 1969. – 200 с. 2. С.В. Покровский Приведенный момент инерции электродвигателя с дисковым катящимся ротором / С.В. Покровский, И.И. Петров – Электротехника, №14, 1981. – 120 с.

Поступила в редколлегию 18.04.2012 Рецензент д.т.н., проф. Милых В.И.

УДК 621.313

В.В. НАНИЙ, канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПИ", Харьков **А.М. МАСЛЕННИКОВ,** ас., НТУ "ХПИ", Харьков

ЗАВИСИМОСТЬ МАКСИМАЛЬНОГО ВРАЩАЮЩЕГО МОМЕНТА ДКР ОТ КОЛИЧЕСТВА СТАТОРНЫХ КАТУШЕК ПРИ ДИСКРЕТНОМ ИМПУЛЬСНОМ ПИТАНИИ

Conditions of creation of the maximum rotating moment for electric motor with a rolling rotor with a discrete pulse power are considered. Results of calculation for idealized conditions of creation force of a unilateral magnetic attraction, and also with the account eccentricity a rotor and a non-uniform air gap for a saturated and non-saturated condition of steel are presented.

Рассмотрены условия создания максимального вращающего момента для ДКР с дискретным импульсным питанием. Представлены результаты расчета для идеализированных условий создания силы одностороннего магнитного притяжения, при эксцентричном положении ротора и неравномерного воздушного зазора без учета и с учетом распределения магнитной индукции в воздушном зазоре.

Розглянуто умови створення максимального обеертового моменту для ДКР з дискретним імпульсним живленням. Представлено результати розрахунку для ідеалізованих умов створення сили однобічного магнітного тяжіння, при ексцентричному розатшуванні ротора та нерівномірним повітряним зазором без урахування та з урахування розподілу магнітної індукції у повітряному зазорі.

Постановка проблемы. Применение дискретного импульсного питания для ДКР позволяет достичь необходимого вращающего момента и точности позиционирования вала, но на их значения оказывают влияние геометрические размеры машины, магнитные свойства сердечников, а также количество статорных катушек. В одном и том же габарите двигателя можно достичь различных значений вращающего момента и точности позиционирования вала. ДКР характеризуются высоким крутящим моментом и низкой скоростью вращения выходного вала за счет обкатывания ротором поверхности статора. Поэтому целесообразно рассмотреть условия, влияющие на создание максимального вращающего момента на валу двигателя.

Анализ литературы. В работе [1] рассмотрены различные варианты конструкций ДКР, предназначенные для использования в автома-

тизированном безредукторном электроприводе. Рассмотрены вопросы теории, проектирования и применения двигателей для трехфазных систем переменного напряжения. В работе [1] не рассмотрены вопросы дискретного импульсного питания, а предложены только несколько вариантов конструкций ДКР, которые могут работать от источника импульсного дискретного питания. В работе [2] также приводятся различные варианты конструкций ДКР для трехфазных и однофазных систем переменного напряжения, но затрагиваются вопросы создания силы одностороннего магнитного притяжения, что приводит к появлению конструкций ДКР с пульсирующим магнитным полем.

Цель статьи – анализ влияния количества статорных катушек на максимальный вращающий момент двигателя при неизменных геометрических размерах и электромагнитных свойств магнитопровода.

Идеализированные условия создания силы одностороннего магнитного притяжения (COMII). Под идеализированными условиями будем понимать такие условия, когда каждая катушка статора создает равный по значению вектор СОМП, т.е. не будем учитывать наличие эксцентриситета, а значит и неравномерного воздушного зазора при различном количестве катушек статора. В общем случае вращающий момент в ДКР рассчитывается по формуле [2]:

$$M = Q \cdot \frac{D_2}{2} \cdot \sin \Theta, \qquad (1)$$

где D_2 – диаметр ротора; M – вращающий момент, развиваемый на валу двигателя;

$$Q = \frac{B_{\delta}^2 \cdot S}{\mu_0} - \text{COM}\Pi;$$

 B_{δ} – магнитная индукция в воздушном зазоре; S – площадь активной поверхности, через которую проходит основной магнитный поток, создающий вектор СОМП; Θ – угол нагрузки.

Из формулы (1) видно, что значение вращающего момента пропорционально произведению $B_{\delta}^2 \cdot S$, диаметру ротора D_2 , а так же углу нагрузки Θ .

При одинаковой геометрии и нагрузке двигателя, но с различным количеством статорных катушек, на вращающий момент двигателя будет влиять только СОМП, которая пропорциональна произведению $B_{\delta}^2 \cdot S$ и, так как рассматривается идеализированная картина, когда каждая катушка создает вектор СОМП равного значения, то результи-



Рис. 1. Создание результирующего вектора СОМП в ДКР с 8 катушками на статоре.

рующее значение вектора СОМП будет определяться векторной суммой СОМП всех катушек.

Для определения фактора влияния количества статорных катушек на вращающий момент двигателя, а значит, и на результирующий вектор СОМП рассмотрим варианты статоров с 4, 6, 8 и т.д. до 18 катушек расположенных в пазах статора. Так же следует упомянуть, что максимальное значение резуль-

тирующего вектора СОМП возможно достигнуть только при включении статорных катушек на участке $\pm \pi/2$ от точки контакта (рис. 1).

Как уже было сказано, при идеализированных условиях вектора каждой катушки равны между собой, и для удобства примем, что:

$$Q_1 = Q_2 = Q_3 = Q_4 = Q_\kappa = 1 \ Q_1 = Q_4 = Q_\kappa \cdot \cos 67^{\circ} 30'$$

 $Q_2 = Q_2 = Q_2 \cdot \cos 22^{\circ} 30'$



Рис.2. Зависимость результирующего вектора СОМП от количества одновременно включенных катушек при идеализированных условиях.

Но есть разница в их пространственном положении, что при векторном сложении учитывается с помощью функции косинуса. Результаты расчетов для идеализированных условий представлены графически на рис. 2.

Результаты расчета при идеализированных условиях показывают, что увеличение количества статорных катушек

позволяет увеличить результирующий вектор СОМП, а значит и значение вращающего момента на валу ДКР.

Влияние распределения магнитной индукции в воздушном зазоре ДКР на создание силы одностороннего магнитного притяжения. Наличие квадратичной зависимости между индукцией в воздушном зазоре и развиваемым моментом двигателя приводит к необходимости рассмотрения вопроса о форме распределения магнитной ин-

дукции в воздушном зазоре для создания максимального вращающего момента на валу двигателя.

Так как магнитная индукция обратно пропорциональна значению воздушного зазора, то необходимо учесть, что вектор СОМП каждой статорной катушки будет уменьшаться на величину пропорциональную длине воздушного зазора. Для аналитического описания графической формы распределения магнитной индукции в воздушном зазоре было предложено применить аппроксимацию гиперболическим косинусом. Получим зависимость следующего вида:

$$B(\alpha) = \frac{B_{max}}{ch(\alpha_0/\sigma)},$$
(2)

где $B_{\rm max}$ – максимальное значение магнитной индукции; σ – коэффициент, зависящий от разницы диаметров статора и ротора, определяет ширину графика распределения магнитной индукции в воздушном зазоре (при принятой разности диаметров $\Delta D=1$ мм, $\sigma = 60$); α_0 – значение угла, при котором необходимо вычислить значение магнитной индукции.



Рис. 3. Зависимость результирующего вектора СОМП от количества одновременно включенных катушек с учетом распределения индукции в воздушном зазоре.

Как видно на рис. 3 рассчитанный график результизависимости рующего вектора СОМП изменяется при учете изменения магнитной индукции в воздушном зазоре, но его характер все еще остается тем же что и на рис. 2, т.е. при увеличении количества статорных катушек зна-

чение результирующего вектора также растет. Что касается провалов, представленных на графике, они объясняются положением ротора по отношению к зубцу статора. Например, при использовании 6 катушечного статора и запитывании катушек на участке $\pm \pi/2$ мы имеем три одновременно включенные катушки, причем точка контакта совпадает с серединой зубца, т.е. средняя катушка имеет минимальный воздушный зазор и максимальное значение вектора СОМП. При расчете восьмикатушечного статора и питании катушек на участке $\pm \pi/2$ мы имеем четыре одновременно включенные катушки, понем три сомпадает на определенный воз-

душный зазор, что в результате уменьшает значение результирующего вектора СОМП всех включенных катушек.

Изменение силы одностороннего магнитного притяжения с учетом распределения магнитной индукции в воздушном зазоре при изменении активной площади статора. На рис. 2 показан идеальный случай – когда, чем больше число статорных катушек, тем выше значение результирующего вектора СОМП, а так же представлены результаты расчета с учетом изменения значения воздушного зазора. Оба графика демонстрируют тенденцию к общему увеличению значения вектора СОМП при увеличении количества одновременно включенных катушек. Но каждую катушку необходимо укладывать в пазы из-за чего активная поверхность статора будет уменьшаться, что будет сказываться на значении результирующего вектора СОМП.



Рис. 4. Зависимость результирующего вектора СОМП от количества одновременно включенных катушек с учетом распределения индукции в воздушном зазоре и уменьшением активной площади.

Результаты расчетов представлены графически на рис. 4. Характеристика, представленная на рис.4, показывает, что максимальное значение СОМП возможно при использовании четырехкатушечного статора, в котором одновременно запитано две катушки, но при этом точка контакта ротора и статора должна перемещаться на угол 90° в момент следующего

переключения, импульса питающего напряжения, что вызывает большую неравномерность (дискретность) вращения вала ДКР.

Выводы. При расчете СОМП, для подобного типа двигателя, определяющую роль играет площадь активной поверхности статора и распределение магнитной индукции в воздушном зазоре. С точки зрения практического проектирования, надежности и трудоемкости изготовления, наиболее приемлемыми являются варианты двигателей с четырьмя, шестью и восемью катушками обмотки статора.

Список литературы: 1. Берттинов А.И. Электрические машины с катящимся ротором / А.И. Берттинов, В.В. Варлей. – М.: Энергия, 1969. – 200 с. 2. Борзяк Ю.Г. Электродвигатели с катящимся ротором / Ю.Г. Борзяк, М.А. Зайков, В.П. Наний. – К.: Техніка, 1982. – 120 с.

Поступила в редколлегию 18.04.2012 Рецензент д.т.н., проф. Милых В.И.

СИЛЬНІ ЕЛЕКТРИЧНІ ТА МАГНІТНІ ПОЛЯ

УДК 621.318

Ю.В. БАТЫГИН, д-р техн. наук, проф., зав. каф., ХНАДУ, Харьков *А.В. ГНАТОВ*, канд. техн. наук, докторант, ХНАДУ, Харьков *Щ.В. АРГУН*, аспирант, ХНАДУ, Харьков *Е.А. ЧАПЛЫГИН*, канд. техн. наук, ХНАДУ, Харьков *О.С. СОБАКАРЬ*, студент, ХНАДУ, Харьков

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАЗЛИЧНЫХ СХЕМ ПОДКЛЮЧЕНИЯ КОНДЕНСАТОРОВ В РАЗРЯДНОМ КОНТУРЕ МАГНИТНО-ИМПУЛЬСНОЙ УСТАНОВКИ

Theoretical and experimental researches of magnetic pulse unit at various schemes of its condensers connection into the discharge contour are resulted. It is shown, that electromagnetic coupling of separate discharge contours leads to reduce of current amplitude in loading and raised its working frequency.

Статья посвящена теоретическим и экспериментальным исследованиям магнитно-импульсной установки при различных схемах подключения конденсаторов в разрядном контуре. Показано, что электромагнитная связь между отдельными разрядными цепями приводит к снижению амплитуды тока в нагрузке и повышению его рабочей частоты.

Стаття присвячена теоретичним і експериментальним дослідженням магнітноімпульсної установки при різних схемах підключення конденсаторів в розрядному контурі. Показано, що електромагнітний зв'язок між окремими розрядними ланцюгами приводить до зниження амплітуди струму в навантаженні і підвищення його робочої частоти.

Анализ основных достижений и публикаций, постановка задачи. Для внешней реставрации повреждений на поверхности автомобильных кузовов и корпусов самолетов огромный интерес представляет магнитноимпульсная технология, позволяющая устранение вмятин без разборки всей конструкции и нарушения существующего защитного покрытия [1].

В качестве источника мощности авторами патента [2] предложено использовать магнитно-импульсную установку (МИУ), работающую как генератор многократных токовых импульсов. Такая установка в известном варианте содержит зарядный контур, емкостной накопитель электрической энергии и разрядный контур с нагрузкой. Последняя пред-

ставляет собой импульсный трансформатор тока (согласующее устройство), к выходу которого подключается индукторная система – инструмент метода. Отличительная особенность предлагаемого источника мощности состоит в том, что зарядный и разрядный контур соединены через тиристорно-электронное устройство, которое синхронизирует процессы в них и позволяет работать источнику в режиме многократного повторения с заданной частотой выходных сигналов.

Использование тиристоров в качестве коммутаторов накладывает определенные ограничения на амплитуды и временные параметры генерируемых импульсов тока. Повысить порог этих ограничений можно, если батарею конденсаторов разбить на несколько групп, каждая из которых подключается к нагрузке собственной отдельной ветвью. То есть, один разрядный контур в этом случае разбивается на несколько отдельных контуров с общим выходом в точке подключения к нагрузке. Коммутация в каждом из них осуществляется синхронно работающими тиристорами. Ток в контурах будет обладать допустимыми амплитудно-временными характеристиками (достигается выбором количества отдельных групп). Предлагаемое решение в конструкции МИУ защищено патентом Украины [3] и позволяет получать высокие амплитуды результирующих сигналов при снижении нагрузки на тиристоры в элементах разрядного контура [4].

Целью настоящей работы является исследование источника мощности – магнитно-импульсной установки с различными схемами подключения конденсаторов в разрядном контуре.

Экспериментальные исследования. В экспериментах исследовались следующие варианты:

• \mathbb{N}_{1} – блок конденсаторов общей емкостью ~ 1200 мкФ, заряженный предварительно до заданного уровня энергии ($U \approx 1000$ B), разряжается на подключенную нагрузку;

• №2 – два блока конденсаторов емкостью ~600 мкФ каждый, заряженные предварительно до $U \approx 1000$ В, образуют два отдельных разрядных контура с общим выходом на нагрузку установки.

Осциллограммы токовых импульсов в нагрузке при различных способах подключения конденсаторов (1 – вариант № 1: частота ~ 1,773 кГц, амплитуда ~ 7535 А; 2 – вариант № 2: частота ~ 1,923 кГц, амплитуда ~ 6890 А) приведены на рис. 1.

Из сравнения результатов измерений следует, что разделение разрядного контура МИУ на две части приводит к снижению результирующего тока в нагрузке на ~ 8,56% и повышению его рабочей частоты на ~ 8,4%.

Возможной причиной отмеченного факта является геометрия конструктивного расположения токопроводов в отдельных разрядных контурах. Влияние их взаимной индуктивности на протекающие процессы, по-видимому, может объяснить снижение амплитуды и повышение рабочей частоты результирующего сигнала в нагрузке МИУ. Эта гипотеза требует обоснования.



Рис. 1. Осциллограммы токовых импульсов МИУ.

Анализ электромагнитных процессов в разрядном контуре МИУ. Для проведения необходимых вычислений примем схему замещения разрядного контура МИУ, разделенного на две отдельные части с выделенными блоками емкостных накопителей (I – контур, образованный элементами отдельных разрядных цепей, II – контур с цепью выхода на нагрузку), представленную на рис. 2.



Рис. 2. Схема замещения разрядного контура МИУ.

Априори полагаем, что при разделении разрядной цепи на две отдельные параллельные ветви, сходящиеся к нагрузке, в каждой из них емкость, индуктивность и активное сопротивление (C, L, R) связаны с параметрами разрядной цепи до разделения (C_0, L_0, R_0) соотношениями:

$$C = 0.5 \cdot C_0, \ L = 2 \cdot L_0, \ R = 2 \cdot R_0$$
 (1)

В этом случае интегральные параметры процесса разряда будут идентичными. Практически, это означает эквивалентность емкости, собственной индуктивности и активного сопротивления (ка-

ждой из ветвей в разрядном контуре) МИУ энергии независимо от схемных особенностей подвода сигнала к нагрузке.

Как видно на принятой схеме замещения, после синхронного за-

ISSN 2079-3944. Bichuk HTY "XIII". 2012. №28

мыкания коммутаторов – K емкостные накопители – C, предварительно заряженные до некоторого напряжения, разряжаются через «L - R» цепи на нагрузку с заданными параметрами – $L_{\rm H}$, $R_{\rm H}$. Протекающие процессы будут описываться системой дифференциальных уравнений, составленных с применением основных законов теории цепей [5].

$$\begin{cases} I_{H}(t) = 2 \cdot I(t); \\ I_{H}(t)R_{H} + L_{H} \frac{d I_{H}(t)}{dt} + I(t)R + (L - M) \frac{d I(t)}{dt} + \left(U_{0} + \int_{0}^{t} I(t)dt\right) = 0, \end{cases}$$
(2)

где U₀ – напряжение на емкостных накопителях в момент коммутации.

В конечном итоге нас интересует суммарный результирующий ток в нагрузке. Выполним тождественные преобразования в системе (2) и получим интегро-дифференциальное уравнение для $I_{\rm H}(t)$

$$\frac{d I_H(t)}{dt} (2L_H + L - M) + I_H(t) (2R_H + R) + \int_0^t I_H(t) dt = -2U_0.$$
(3)

В уравнении (3) перейдем в пространство изображений по Лапласу. С учетом нулевых начальных условий запишем, что

$$Ip \cdot (2L_H + (L - M)) \cdot I(p) + (2R_H + R) \cdot I(p) + \frac{1}{p \cdot C} \cdot I(p) = -\frac{2U_0}{p},$$
(4)

где p – параметр преобразования, $I(p) = L\{I_H(t)\}$.

Из (4) находим Лапласово изображение тока в нагрузке.

$$I(p) = -\frac{2U_0 \cdot C}{p^2 C \cdot (2L_H + (L - M)) + pC \cdot (2R_H + R) + 1}.$$
 (5)

Отметим, что при $M \rightarrow 0$ формула (5) с учетом соотношений в постановке задачи переходит в зависимость для тока, когда разрядная цепь не разделена на отдельные ветви. Итак,

$$I(p) = -\frac{U_0 \cdot C_0}{p^2 C_0 \cdot (L_H + L_0) + pC_0 \cdot (R_H + R_0) + 1} \cdot$$
(6)

Результат (6) подтверждает идентичность рассматриваемых вариантов. С помощью выражения (5) можно определить характер зависимости тока в нагрузке от взаимоиндуктивности выделенных контуров.

Дифференцируя (5), находим

$$\frac{\partial I(p)}{\partial M} = -\frac{2U_0 \cdot (pC)^2 \cdot M}{\left[p^2 C \cdot \left(2L_H + (L-M)\right) + pC \cdot \left(2R_H + R\right) + 1\right]^2}$$
(7)

Из выражения (7) следует, что $\partial I(p) / \partial M < 0$ и I(p) уменьшается для всех $M \in \mathbb{R}$ [6].

Таким образом, величина тока в нагрузке есть монотонно убывающая функция взаимоиндуктивности – M. Данный вывод объясняет снижение $I_{\rm H}(t)$ при разделении разрядного контура МИУ на две части.

Теперь о рабочей частоте.

Из (5) видно, что временная зависимость результирующего тока в нагрузке есть экспоненциально затухающая синусоида с параметрами:

• декремент затухания – $\delta = \frac{2R_H + R}{2 \cdot [2L_H + (L - M)]};$

• частота колебаний –
$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$$
,

где $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{[2L_H + (L - M)] \cdot C}} -$ собственная частота.

Как следует из осциллограмм на рис. 1, величина относительного декремента затухания составляет ~ 0,15.

В этой связи можно считать, что

$$\omega \approx \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\left[2L_H + (L - M)\right] \cdot C}}$$
 (8)

С помощью выражения (8) находим, что

$$\frac{\partial \omega}{\partial M} \approx \frac{M}{2 \cdot \left[2L_H + (L - M)\right]}.$$
(9)

Из (9) следует, что $\partial \omega / \partial M > 0$ и $\omega \uparrow$ для всех реальных $M \in \mathbb{R}$ [6].

То есть, величина рабочей частоты тока в нагрузке есть монотонно возрастающая функция взаимоиндуктивности – *M*. Данный вывод объясняет повышение ω, отмеченное в экспериментах.

Выводы.

1. Электромагнитная связь (влияние взаимоидуктивности) между отдельными разрядными цепями приводит к снижению амплитуды тока в нагрузке и повышению его рабочей частоты.

2. Для увеличения эффективности магнитно-импульсного источника энергии при использовании схем с несколькими разрядными контурами необходимо устранить электромагнитную связь между ними, что может быть достигнуто экранированием или взаимноортогональным расположением токопроводов к нагрузке.

Список литературы: 1. Магнитно-импульсное притяжение листовых металлов-перспективное направление в развитии электромагнитной штамповки: XI

Міжнародна наук.-техн. конф. "Проблеми сучасної електротехніки-2010". -Київ 1-3 червня, 2010 / Ю.В. Батыгин, А.В. Гнатов. - К.: Технічна електродинаміка, Тематичний випуск, 2010. – Ч. 1. – С. 175-180. 2. Пат. 44933 України, В21 D 26/14. Генератор багаторазових імпульсів струму для магнітноімпульсної обробки металів / Ю.В. Батигін, О.Ю. Бондаренко, А.В. Гнатов, Г.С. Ссриков, С.О. Чаплигін; заявник та патентовласник Харківський нац. автом.-дорожн. ун-т. – № и200903072. – Заявл. 01.04.2009; Опубл. 26.10.2009. Бюл. № 20. 3. Пат. 61008 України, В21 D 26/14. Генератор багаторазових імпульсів струму для магнітно-імпульсної обробки металів з розгалуженим колом комутуючих пристроїв / Ю.В. Батигін, В.В. Воробйов, А.В. Гнатов, А.С. Сосков, С.О. Чаплигін; заявник та патентовласник Харківський нац. автом.дорожн. ун-т. – № и2010 12932. – Заявл. 01.11.2010; Опубл. 11.07.2011. Бюл. №13. 4. Батыгин Ю.В. Переходной процесс в разрядном контуре магнитноимпульсной установки при электрическом пробое в цепи нагрузки / Ю.В. Батыгин, А.В. Гнатов, В.В. Воробьев, Щ.В. Гнатова, Е.Ф. Еремина // Електротехніка і електромеханіка. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2010. – № 5. – С 58-61. 5. Атабеков Г.И. Основы теории цепей. – М: Энергия. 1969. – 424 с. 6. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. – М: Наука, 1973. – 831 с.



Батыгин Юрий Викторович, профессор, доктор технических наук. Защитил диплом инженера, диссертации кандидата и доктора технических наук, последнюю в Харьковском политехническом институте по специальности техника сильных электрических и магнитных полей, соответственно в 1972, 1977, 1993 гг. Заведующий кафедрой "Физика" Харьковского национального автомобильно-дорожного университета с 2009 г. Основные направления научной деятельности: магнитно-импульсная обработка листовых металлов.





Гнатов Андрей Викторович, доцент, кандидат технических наук. Защитил диплом инженера, диссертацию кандидата технических наук в Харьковском военный университет по специальности вооружение и военная техника, соответственно в 1998, 2004 гг. Доцент кафедры "Автомобильная электроника" Харьковского национального автомобильно-дорожного университета.

Основные направления научной деятельности: магнитно- импульсная обработка листовых металлов.

Аргун Щасяна Валиковна. Защитила диплом инженера в Национальном техническом университете "ХПИ" по специальности метрология и измерительная техника в 2000 г. Аспирант кафедры "Автомобильная электроника" Харьковского национального автомобильно-дорожного университета.

Основные направления научной деятельности: магнитноимпульсная обработка листовых металлов.

ISSN 2079-3944. Bichuk HTY "XIII". 2012. №28





Чаплыгин Евгений Александрович. Кандидат технических наук. Защитил диплом инженера, диссертацию кандидата технических наук в Национальном техническом университете "ХПИ" по специальности техника сильных электрических и магнитных полей, соответственно в 2003, 2009 гг. Доцент кафедры физики Харьковского национального автомобильно-дорожного университета.

Основные направления научной деятельности: магнитноимпульсная обработка листовых металлов.

Сабокарь Олег Сергеевич. Харьковский национальный автомобильно-дорожный университет, студент 2-го курса кафедры "Автомобильная электроника"; 61002, г.Харьков, ул. Петровского, 25; тел: (057) 700-38-52

> Поступило в редколлегию 30.02.2012 Рецензент д.т.н., проф. Лупиков В.С.

УДК 621.315.2

А.Г. ГУРИН, д-р техн. наук, проф., зав. каф., НТУ "ХПІ", Харків *С.Ю. АНТОНЕЦЬ*, інженер, ЗАТ "Завод Південкабель", Харків *О.В. ГОЛИК*, канд. техн. наук., доц., НТУ "ХПІ", Харків

ДОСЛІДЖЕННЯ ФАКТОРІВ ВПЛИВУ НА ДИСПЕРСІЮ ПРОБИВНОЇ НАПРУГИ ЕМАЛЬДРОТУ З ПОДВІЙНОЮ ІЗОЛЯЦІЄЮ НА ОСНОВІ ПОЛІІМІДНИХ СПІВПОЛІМЕРІВ

The analysis of monitoring data of sigma breakdown voltages in the enameled wire with double isolation on a basis of polyamide copolymers is resulted.

Выполнен анализ результатов контроля дисперсии напряжения пробоя эмальпровода с двойной изоляцией на основе полиимидных сополимеров.

Виконано аналіз результатів контролю дисперсії напруги пробою емальпроводу з подвійною ізоляцією на основі поліімідних сополімерів.

Постановка проблеми. Підвищення надійності електротехнічного обладнання, в тому числі і електричних машин і апаратів із всипною обмоткою, надійність яких визначається, в першу чергу, надійністю виткової ізоляції, вимагає забезпечення високої однорідності ізоляції емальдроту в процесі його виробництва. Впровадження на заводі "Південкабель" виробництва емальдроту з двошаровою ізоляцією на основі поліімідних співполімерів з температурним індексом 200 °С дозволило забезпечити найвищий сучасний рівень електричної і механічної міцності емальізоляції. В цих умовах дисперсія електричної і механічної міцності емальізоляції стає основним показником якості цієї продукції, її придатності до механізованої намотки, роботи в важких умовах експлуатації, стійкості до перевантажень.

Традиційні методи випробувань, за яких виміряне значення характеристики співставляють з нормативною межею, є недостатніми для забезпечення підвищення конкурентоспроможності продукції. Тому вкрай необхідним є розроблення таких критеріїв однорідності емальізоляції і системи їх контролю, які дозволили б забезпечити неухильне зростання однорідності емальдроту, який відповідає всім нормативним вимогам.

Аналіз літератури. Експериментальне дослідження впливу параметрів мідного провідника на статистичні характеристики напруги

пробою U ізоляції емальдроту ПЕЕІДХ в діапазоні номінальних діаметрів від 0,10 мм до 0,63 мм [1-3] свідчить, що в умовах налагодженого технологічного процесу, який забезпечує відповідність емальдроту всім технічним нормативам значення напруги пробою U для котушок емальдроту впродовж неперервного технологічного циклу характеризуються суттєвим розсіянням. Близько 5% котушок мали значення inf(U)< U_{min} , де U_{min} – прийнята технологічна границя. Основними чинниками впливу на величину напруги пробою емальізоляції є: дисперсія діаметра dp мідного провідника (від'ємна кореляція: Kor[$\sigma[dp]$, M[U]] = 0,762; відносне видовженням δ при розриві (позитивна кореляція: Kor[$M[\delta]$, M[U]] = 0,806.

Сучасну статистичну шкалу рівня однорідності для різних виробників масової продукції пропонує так звана концепція "Six Sigma Methodology" ("6 σ "), в якій критерієм досягнутого рівня якості продукції є ї|ї однорідність. В концепції "6 σ " використовують класичний математичний апарат оцінювання средньоквадратичного відхилення σ параметра, що контролюється [4], яке є квадратним коренем із дисперсії цього параметра.

Ціль роботи. Експериментальне дослідження впродовж неперервного технологічного циклу дисперсії ($\sigma[U]$)² напруги пробою ізоляції емальдроту ПЕЕІДХ з номінальним діаметром 0,63 мм (найбільш масова продукція) і впливу на ($\sigma[U]$)² параметрів мідного провідника і їх дисперсій.

Одержані результати. Виконано вимірювання діаметру провідника dp і діаметру емальдроту di, напруги пробою U, механічної міцністі емалі при терті N, відносного видовження δ дроту при розриві для 60 котушок емальдроту ПЕЕІДХ з номінальним діаметром 0,63 мм, виготовлених впродовж одного технологічного циклу. На рис. 1 наведені результати у вигляді відносного відхилення діаметру провідника dp і діаметру емальдроту di від відповідного середнього значення за період спостережень:

 $\delta dpi = -(dp_{cp} - dp_i) / dp_{cp}, i \in [0; 59], \delta di_i = -(di_{cp} - di_i) / di_{cp}, i \in [0; 59], (1) Якщо перші 25 котушок є відображенням стабільного технологічного процесу, то на рис. 1а є два періоди порушення стабільності через подачу на емалювання проволоки суттєво меншого діаметру, – приблизно на (0,7-0,8) %. Таких котушок 10 %, хоча за нормального розподілу діаметрів проволоки їх мало би бути не більше 0,13 %. З рис.1б видно, що використання проволоки суттєво меншого діаметру при незмінних параметрах маршруту емалювання, зумовлює збільшення діаметру емальдроту на (0,3-0,5) %. Відповідно діаметра-$

льна товщина емалі t, як різниця діаметру емальдроту di і діаметру провідника dp, за подачі на емалювання проволоки діаметру, меншого за середній на (0,7-0,8) %, збільшується на (9-10) %, причому між діаметром проволоки dp і діаметральною товщиною емалі t від'ємна кореляція практично 100 % (рис.1,в).

Таким чином, однією з технологічних причин розсіяння пробивної напруги емальдроту є нестабільність діаметру проволоки, а відповідним кількісним критерієм може бути обрано дисперсію діаметральної товщини емаль ізоляції: $(\sigma[U])^2 = f((\sigma[t])^2)$. Для визначення цієї функції обрано емпіричну залежність середньої пробивної напруги емальдроту ПЕЕІДХ від середньої діаметральної товщини емальізоляції, яка запропонована в [5] і підтверджена цими даними (рис. 2):

$$U = 3096 \exp(0.014 t), \tag{2}$$



де *U* в В, *t* в мкм.

Рис. 1. Результати вимірювання діаметру провідника dp і діаметру по емалі di для 60 котушок емальдроту ПЕЕІДХ з номінальним діаметром 0,63 мм, виготовлених впродовж одного технологічного циклу, у вигляді відносного відхилення діаметру провідника δdp (а), діаметру емальдроту δdi (б) від відповідного середнього значення за період спостережень і відносного відхилення діаметральної товщини емалі δt (в).

Формула (2) стосується середніх значень пробивної напруги ема-

льдроту ПЕЕІДХ і діаметральної товщини емальізоляції. Оскільки кореляції між окремими значеннями цих величин немає, слід припустити, що на дисперсію U впливають крім дисперсії t і інші фактори. За попередніми даними [3] другим важливим фактором впливу на дисперсію U є дисперсія пластичності міді провідника. Цю властивість контролюють вимірюванням відносного видовження при розриві δ готового емальдроту. Результати таких випробувань для даних котушок зображені на рис. 2 у вигляді відносного відхилення δ від відповідного середнього значення за період спостережень. Безрозмірна характеристика розсіяння пластичності – коефіцієнт варіації відносного видовження при розриві $V[\delta]$ – відношення середньоквадратичного розсіяння до математичного сподівання: $V[\delta] = \sigma[\delta] / M[\delta]$.

Внесок розсіяння товщини емалі в розсіяння пробивної напруги U може бути проаналізований за допомогою дисперсійного аналізу залежності U = f(t) (2):

$$M[\ln U] = \ln 3096 + 0.014 M[2\Delta e^{-1}10^{3}], \qquad (3)$$

де Δе 10³ – радіальна товщина емаль ізоляції у мкм;

$$D[\ln U] = 0,014^2 D[2\Delta e \ 10^3], \tag{4}$$

$$\sigma[\ln U] = 0,014 \ \sigma[2\Delta e^{-10^3}]. \tag{5}$$

(5) дає змогу оцінити вплив розсіяння товщини емалі в розсіяння пробивної напруги *U*. Видно, що саме похідна функції U = f(t) у лінеаризованих координатах є критерієм впливу. Відповідні експериментальні оцінки правої частини (5) $0,014.2 \sigma^*[t] 10^3$ наведено в таблиці. Там же наведено експериментально визначені значення середньоквадратичного відхилення логарифмів пробивної напруги $\sigma^*[\ln U]$ і розраховані за принципом суперпозиції двох впливів, товщини і відносного видовження при розриві.



Рис. 2. Результати вимірювання відносного видовження при розриві δ готового емальдроту.

Результати таких випробувань для даних котушок зображені на рисунку у вигляді відносного відхилення $\delta\delta$ від відповідного середнього значення за період спостережень. Наведено експериментально визначений коефіцієнт варіації відносного видовження при розриві V^* [δ] – як відношення середньоквадратичного розсіяння до математичного сподівання.

	Експериментально	Експериментально	Розраховані за прин-
NºNº	визначені значення	визначені значення	ципом суперпозиції
котушок	середньоквадратичного	середньоквадратичного	двох впливів товщини і
	відхилення логарифмів	відхилення діаметра-	відносного видовження
	значень пробивної	льної товщини емаль	при розриві, значення
	напруги $\sigma^*[\ln U]$,	ізоляції $\sigma^{*}[t]$, мм	середньоквадратичного
	де U уВ		відхилення логариф-
			мів пробивної напруги
			$\sigma[\ln U] 0,0142 \sigma^*[t] 10^3$
			$+ V^{*} [\delta] (6)$
0 - 19	0,082	$1,265 \cdot 10^{-3}$	0,104
20-39	0,171	2,594 10 -3	0,141
40-59	0,136	1,828 [.] 10 ⁻³	0,12

Таблиця – Фактори впливу на розсіяння пробивної напруги U

Дані таблиці свідчать про те, що саме суперпозиція двох названих факторів впливу зумовлює розсіяння пробивної напруги емальізоляції в умовах нормального процесу емалювання (такого, який забезпечує відповідність продукції нормативним технічним вимогам). Запропонована модель (6) є напівемпіричною, оскільки її параметр і обидві змінні визначені експериментально, але смисл цих величин і сама побудова моделі мають однозначний математичний і фізичний смисл.

Висновки. За умови нормативного процесу емалювання розсіяння пробивної напруги емальізоляції зумовлене впливом двох незалежних факторів: 1. розсіянням товщини емалі через нестабільність діаметру проволоки; 2. дефектами поверхні міді, розмір яких пов'язаний з пластичністю міді. Внесок 1 в розсіяння *U*пр може бути проаналізований за допомогою (2). Внесок 2 відображає розсіяння відносного видовження при розриві, наприклад у вигляді експериментально визначеного коефіцієнту варіації.

Список літератури: 1. Антонец Ю.А. Контроль технологического процесса изготовления ємальпровода / Ю.А. Антонец, Л.А. Щебенюк, О.В. Голик // Вісник НТУ "ХПІ". – Харків: НТУ "ХПІ", 2005. – Вип. 42.– С. 43-46. 2. Гурин А.Г., Голик О.В. Спосіб визначення дефектності двошарової ізоляції емальдроту. Деклараційний патент на корисну модель. G01N 27/00. 3. Л.А. Щебенюк, С.Ю. Антонець Статистичне дослідження впливу параметрів провідника на напругу пробою ізоляції емальпроводу // Вісник НТУ "ХПІ". – Харків: НТУ "ХПІ", 2011. – Вип. 42.– С. 43-46. 4. Dave Harrold. Designing for Six Sigma Capability. – Control Engineering, 1999, January. – Р. 62-70.

> Надійшла до редколегії 28.02.2012 Рецензент д.т.н., проф. Гурин А.Г.

УДК 621.315.2

В.М. ЗОЛОТАРЕВ, д-р техн. наук, ЗАО "Завод Южкабель", Харьков *О.В. ВАСИЛЬЕВА*, ЗАО "Завод Южкабель", Харьков *Л.А. ЩЕБЕНЮК*, канд. техн. наук., проф., НТУ "ХПИ", Харьков

КОНТРОЛЬ ДИСПЕРСИИ ПАРАМЕТРОВ ДЕФОРМАЦИИ ПЛАСТМАСС ДЛЯ ИЗОЛЯЦИИ И ОБОЛОЧЕК КАБЕЛЕЙ В ПОЖАРОБЕЗОПАСНОМ ИСПОЛНЕНИИ

The analysis of mechanicals properties of full and not full polyvinylchloride plasticate.

Выполнен анализ механических свойств наполненного и ненаполненного ПВХ-пластификата для пожаробезопасных кабелей.

Виконано аналіз результатів порівняння механічних властивостей наповненого і не наповненого ПВХ- пластикату для пожежне безпечних кабелів.

Постановка проблемы. Наиболее пожароопасными в електроустановках из года в год (более 60% к общему числу пожаров от электроустановок) являются кабельные изделия, для которых характерно сочетание горючих материалов (электроизоляция, подушки, оболочки кабелей и т.п.) с возникновением, – в аварийных режимах эксплуатации, – источников зажигания (дуговые разряды, раскаленные и горящие частицы металлов в зоне короткого замыкания (КЗ), нагретые электрическим током токопроводящие жилы и детали арматуры и др.).

Современные требования пожарной безопасности кабелей, которые входят в международные стандарты, условно можно разделить на четыре категории. Каждая последующая категория включает, по сути, требования предыдущей по уровню безопасности: "нг" - нераспространение горения (МЭК 60332 часть 3); "LS" – низкое дымо-, газовыделение при горении и тлении (МЭК 61034 часть 1 и 2); "HF" – безгалогенные (МЭК 60754 часть 2); "FR"- стойкие к действию пламени (МЭК 60331-11 МЭК 60331-21). Для обеспечения новых требований разрабатываются пожарной безопасности рецептуры ПВХпластикатов, предназначенных для изоляции, оболочек и внутреннего заполнения кабелей. У новых пластикатов более высокое значение кислородного индекса (до 40 %), низкое значение параметра дымообразования и выделения хлористого водорода, а также пониженная токсичность продуктов горения. Внедрение таких материалов в производ-

ство требует оперативного принятия технологических решений.

Традиционные методы испытаний не обеспечивают достаточно информации для принятия таких решений, поскольку изменение рецептуры пластиката для обеспечения указанных кабелей, как правило, связано с увеличением степени неоднородности материала. Поэтому контроль дисперсий основних параметров пластиката, в особенности его механических характеристик, становится определяющим для выбора технологических параметров его переработки. Такой контроль не предусмотрен нормативной документацией и, соответственно, - критерии и методы измерения дисперсий основних параметров пластиката должны быть разработаны и использованы при производстве кабелей, соответствующих новым требованиям пожарной безопасности.

Анализ литературы. Согласно [1] для определения механических характеристик кабельных пластмасс определяют:

– максимальное усилие P_m (maximum tensile force), напряжение σ = P/F (tensile stress), максимальное напряжение $\sigma_m = P_m /F$ (tensile strength) при одноосном растягивании;

– относительное удлинение при разрыве $\delta = (l - l_0)^2 100/l_0$, % (elon-gation at break).

Испытаниям подвергают стандартные образцы с площадью поперечного сечения F и длиной l_0 до разрыва и l после разрыва. Учет дисперсии этих характеристик используют как иллюстрацию точности их экспериментальной оценки, если необходимо представить их зависимости от воздействующих на образцы факторов.

Кабельные пластмассы, как и все полимерные материалы и их композиции, являются материалами, для которых зависимость между напряженим и деформацией зависит от времени. Такие материалы называют вязкоупругими. Процессы деформирования вязкоупругих материалов описывает теория наследственной вязкоупругости, основанная на двух положениях [2]:

– деформации зависят не только от мгновенных смещений, но и от предыдущих, влияние которых уменьшается со временем, то есть $\varepsilon(t)$ определяется соответствующим напряжением $\sigma(t)$ плюс деформация в предыдущий малый период времени $\Delta\varepsilon$: $\varepsilon(t) = \Delta\varepsilon + \sigma(t)/E$, E – модуль упругости.

– влияния предшествующих деформаций складываются: $\Delta \varepsilon = \Sigma \Delta \varepsilon_i$

Для практического использования в кабельной технике важной является ситуация, когда механическое напряжение пеостоянно, поскольку известно, что после изготовления изоляции или оболочки в пластмассе есть внутренние напряжения [3]. Если $\sigma(t) = \sigma$, то $\varepsilon(t) =$

 $(1 + \Sigma \Delta \varepsilon) \sigma/E \to [1 + \int d\varepsilon(t)] \sigma/E$, то есть зависимость деформации от времени при постоянном механическом напряжении, которую называют кривой ползучести, является важнейшим критерием механической устойчивости вязкоупругих материалов [3]. Эта информация относится к однородным по своей структуре полимерам. Очевидно, что неоднородность пластмассы может значительно снижать такую устойчивость.

Цель работы. Разработка критериев контроля дисперсий основних параметров ПВХ-пластикатов в части их механических характеристик. Экспериментальная оценка степени неоднородности пластикатов, предназначенных для изоляции и оболочек кабелей, соответствующих новым требованиям пожарной безопасности.

Основные результаты. На рис. 1 представлена характерная корреляционная зависимость между максимальным усилием P_m при растяжении и толщиной *t* образца пластмассы. Достаточно высокий коэффициент линейной корреляции (для данной совокупности 70 %) свидетельствует о том, что для описания зависимости $P_m = f(t)$ в данном случае может быть использована линейная функция, в частности, однопараметрическая, проходящая через начало координат:

$$P_m = k$$

t,

где параметр определен экспериментально как тангенс среднего из уг-



лов, образованных векторами всех экспериментальных точек с осью *t*.

(1)

Для данных рис. 1 k = 8,85 кгс/мм. На рис. 2 сопоставлены экспериментальные и расчетные по (1) значения P_m . Видно, что (1) с достаточной для анализа дисперсий точностью описывает экспериментальные дан-

Рис.1. Корреляционная зависимость между максимальным усилием *P_m* и толщиной *t* образца пластмассы.

ные (точки на рис. 1). Наблюдаемые несоответствия могут быть представлены как результат ошибки при измерении толщины, которая оценена нами в соответствии с нормативными требованиями значениями в диапазоне \pm 0,025 мм и введена в (1) как случайная величина $\zeta \in [-0,25;+0,25]$.

Тогда дисперсия максимального усилия при растяжении *D*[*P_m*] как дисперсия суммы двух случайных величин равна сумме их дисперсий:

$$D[P_m] = k^2 \left(D[t] + D[\zeta] \right) = k^2 \left(\sigma[t] \right)^2 + k^2 (0,25 - (-0,25))^2.$$
(2)





Приемлемость (2) для определения дисперсии максимального усилия при растяжении P_m проверена путем сопоставления экспериментальных и расчетных значений дисперсии по (2), которые приведены на рис. 3. Нанесены значения квадратных корней

дисперсий для использования на графике принятых в практике нормативных испытаний единиц измерения.

При оценке точности найденных значений следует учитывать то, что распределение дисперсий является несимметричным даже в случае симметричного распределения самой случайной величины. Однако при рассмотренном количестве измерений такой асимметрией можно пренебречь, а распределение дисперсий принять нормальным. Кроме того, количественное соотношение слагаемых в (2) для рассмотренного случая свидетельствует о том, что для поставленной задачи, а именно установления критерия неоднородности ПВХ-пластиката использование коэффициента k в (1) целесообразно.



Рис.3. Зависимости дисперсии максимального усилия P_m при растяжении от дисперсии толщины *t* образцов пластмассы: экспериментальные (зачерненные) и расчетные (светлые.

Выводы. 1. Значительный коэффициент линейной корреляции

между максимальным усилием P_m при растяжении и толщиной t стандартных образцов пластмассы свидетельствует о том, что для описания зависимости $P_m = f(t)$ в данном случае может быть использована линейная функция, в частности, однопараметрическая.

2. Дисперсия максимального усилия при растяжении $D[P_m]$ является дисперсией суммы двух случайных величин: толщины t и ошибки ζ при измерении толщины. Предложено и проверено экспериментально соответствующее расчетное соотношение.

3. Предложено в качестве критерия неоднородности ПВХпластиката использование коэффициента в линейной функции $P_m = f(t)$, который практически определяет дисперсию максимального усилия при растяжении $D[P_m]$.

Список литературы: 1. ДСТУ 811-1-1:2003 Загальні методи випробувань матеріалів ізоляції та оболонок електричних кабелів. Частина 1: Методи загального застосування. Розділ 1: Вимірювання товщини та зовнішніх розмірів. Випробування для визначення механічних властивостей. 2. Колтунов М.А., Майборода В.П., Зубчанинов В.Г. Прочностные расчеты изделий из полимерных материалов. – М.: Машиностроение, 1983. – 239 с. 3. Силові кабелі низької та середньої напруги. Конструювання, технологія, якість: [Підруч. для студ. вузів] / В.П. Карпушенко, Л.А. Щебенюк, Ю.О. Антонець, О.А. Науменко. – Харків: Регіон-інформ, 2000. – 376 с.

> Поступила в редколлегию 28.02.2012 Рецензент проф., д.т.н. Гурин А.Г.

А.А. ОКУНЬ, аспирант, НТУ "ХПИ", Харьков

ИССЛЕДОВАНИЕ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ ПРОМЫШЛЕННОЙ ЧАСТОТЫ ГОРОДСКИХ ПОДСТАНЦИЙ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Theoretical investigation of power frequency magnetic field generated inside the typical high voltage power industrial substations of 110/10 kV and in their sanitary buffer are resulted. It is shown that the magnetic flux density computed values do not reach the exposure limits specified by Ukrainian regulations and exceed ones of some European guidelines.

Представлены результаты теоретических исследований магнитного поля частоты сети, создаваемого внутри и на границе санитарной зоны типовых понижающих подстанций 110/10 кВ, располагаемых в черте города. Показано, что расчетная величина магнитной индукции не превышает предельного значения, установленного действующими нормативными документами Украины и превышает на границе санитарной зоны величины рекомендаций некоторых европейских стран.

Представлено результати теоретичних досліджень магнітного поля частоти мережі, що створюються усередині та на границі санітарної зони типових понижуючих підстанцій 110/10 кВ, що розташовуються в межах міста. Показано, що розрахункова величина магнітної індукції не досягає граничного значення, встановленого діючими нормативними документами Україна та перевищує на границі санітарної зони величини рекомендацій деяких європейських країн.

Введение. Крупные электроэнергетические объекты высокого напряжения (ВН), такие как подстанции и линии электропередачи (ЛЭП), являются источниками магнитных полей (МП) промышленной частоты. Эти поля при превышении предельно-допустимых значений могут воздействовать как на обслуживающий персонал, так и на население. В Украине государственными санитарными нормами и правилами при работе с источниками электромагнитных полей: ДСанНіП 3.3.6.096-2002, установлены предельно-допустимые уровни магнитной индукции (предельно допустимые уровни при общем воздействия в течение 8 часов составляют 1750 мкТл).

В последние годы в Украине проводится активная работа по пересмотру действующих предельных уровней МП, установленных санитарными нормами, с учетом опыта европейских стран. При этом

следует обратить внимание на два важных обстоятельства. Первое состоит в том, что эпидемиологические исследования показали статистическую зависимость между уровнями МП и детской лейкемией [1], а специализированное агентство по онкологическим исследованиям IARC при Всемирной организации здравоохранения WHO (BO3) классифицировало МП промышленной частоты в условиях продолжительного воздействия как "возможно канцерогенное для организма человека" (группа 2B) [2]. Поэтому ВОЗ рекомендует придерживаться предупредительного принципа, т.е. всеми доступными средствами пытаться ограничивать воздействие МП на организм человека.

Второе обстоятельство связано с введением в действие в нескольких европейских странах преимущественно при строительстве новых объектов предельных ("исследовательских") значений МП для населения [3] – 0,4 мкТл (Норвегия в 2007 г., Дания в 2009 г., Голландия в 2005 г.), 0,2 мкТл (три области в Италии: Венета 1999 г., Тоскана 1999 г. и Эмилия-Романья 2000 г.) и 0,1-0,2 мкТл (Швеция в 1996р.), которые значительно ниже украинских норм. Таким образом, появляется актуальная задача оценить на перспективу соответствие уровней МП, создаваемых электроэнергетическими объектами, на границе санитарной зоны и предельными значениями 0,1-0,4 мкТл.

Главными объектами электроэнергетики, при эксплуатации которых возникают опасные МП промышленной частоты и которые оказывают отрицательное воздействие на окружающую среду и человека, являются воздушные (ВЛ) и кабельные линии (КЛ), а также ошиновка подстанций различных классов напряжения, действие которых охватывает значительные жилые зоны и населенные территории. Задача определения уровней МП, создаваемых ВЛ и КЛ, освещена в различных источниках (последние работы в этой области [4-10]), поэтому особого интереса не представляет. На подстанциях аналогичная задача преимущественно решалась экспериментальным путем (последние работы [11-18]). Теоретические расчеты [19-25] в большинстве случаев нацелены на определение распределения МП только на территории подстанции и соблюдение преимущественно только международных рекомендаций ICNIRP 1998 [26] (для населения 100 мкТл; для обслуживающего персонала 500 мкТл), которые отличаются от вышеперечисленных предельных значений европейских стран.

Цель работы – провести теоретические исследования МП промышленной частоты, создаваемых на территории и за пределами городских электрических подстанций, и установить соответствие между уровнями полей и предельными значениями, установленными для на-

селения нормативными документами Украины и европейских стран.

Метод решения. Теоретические исследования МП были проведены для двух стандартных типов понижающих подстанций 110/10 кВ, выполненных по схемам:

– мостик с отделителями в цепях трансформаторов и дополнительной линией, присоединенной через два выключателя (рис. 1, а);

– два блока линия-трансформатор с выключателями и неавтоматической перемычкой со стороны линий (рис. 1, б).

Для исследования полей, создаваемых подстанциями BH, в работе использовался способ, который основан на использовании численного метода конечных элементов, реализованного компаниями Ansoft/Ansys в виде программного продукта Maxwell 2D/3D. Описание данного способа, программы, используемой в расчетах, моделирование элементов подстанции, а также задание токов в проводах ошиновки приведено в работе [27].



Рис. 1. Планы типовых понижающих подстанций 110/10 кВ.

На рис. 1 приведены планы и основные размеры исследуемых подстанций ВН. На каждой из подстанций установлены по два двухобмоточных понижающих трансформатора 110/10 кВ. Номинальная мощность каждого трансформатора – 40 МВА. Распределительные устройства 10 кВ закрытого типа размещаются в здании подстанции. Мощность подается на подстанцию по нескольким ЛЭП, провода которых крепятся гирляндами изоляторов к траверсам, связывающим стойки линейных (ячейковых) порталов ПСЛ-110Я. Ошиновка выполнена гибкими проводниками (про-

вода марки AC 240/32; расчетный диаметр 20 мм [28]). Для данных подстанций характерно типовое горизонтальное расположение проводов. Такое конструктивное решение с точки зрения уровней электрических и магнитных полей в нормальном эксплуатационном режиме является наихудшим. Однако горизонтальное расположение фазных проводов обусловлено удобством монтажа распределительных устройств [29]. Крепится ошиновка на порталах с помощью подвесных изоляторов. Расстояние между стойками для таких порталов составляет 3 м, высота – 7,85 м, длина траверсы – 6 м. Все аппараты открытого распределительного устройства (ОРУ) располагаются на невысоких металлических стойках. От прямых ударов молнии оборудование ОРУ защищается молниеотводами, смонтированными частично на портальных опорах.

Расстояние между ячейками для первой подстанции 110/10 кВ составляет 9 м, для второй 18 м, расстояние между проводами верхнего яруса ошиновки – 2,5 м, для нижнего изменяется в диапазоне от 1,6 до 2 м. Высота крепления проводов верхнего яруса ошиновки на порталах является типовой и для ОРУ 110 кВ составляет 11,5 м [30].

Для первой подстанции был рассмотрен наиболее тяжелые длительный режим работы, который обеспечивает протекание мощностей к трансформаторам через ЛЭП по двум крайним ячейкам, т.е. дополнительная линия, подключенная через выключатель первой ячейки, вместе с первой ЛЭП питает первый трансформатор, в то время как второй трансформатор питает только вторая линия. Для второй подстанции рассмотрен режим, когда ножи разъединителей неавтоматической перемычки разомкнуты. Таким образом, мощность напрямую через коммутационное оборудование поступает на силовой трансформатор.

Расчеты были проведены для трех вариантов задания токов в проводах ошиновки [27]:

1 – максимальное значение на левой фазе; на остальных – половина фазного тока с отрицательным знаком (направление противоположное): $I_C = 210$ A, $I_B = -105$ A, $I_A = -105$ A;

2 – аналогично только на правой фазе: $I_A = 210$ A, $I_B = -105$ A, $I_C = -105$ A;

3 — равные значения на крайних фазах, но противоположно направлены; на средней фазе ток равен нулю: $I_{\rm C} = 182$ A, $I_B = 0, I_A = -182$ A.

Токи в проводах, отходящих от трансформаторов со стороны обмотки низкого напряжения 10 кВ, получены через коэффициент трансформации $K_{\rm T} = 11$ (например, для первого варианта задания токов – $I_{C\rm H} = 2300$ A, $I_{B\rm H} = -1150$ A, $I_{A\rm H} = -1150$ A). Высота плоскости наблюдения над поверхностью земли h = 1,8 м.

В соответствии с приведенным описанием, планами (рис. 1), разрезами ячеек [30], величинами токов и их направлениями в проводах ошиновки, для типовых подстанций были составлены трехмерные расчетные модели. Графические расчетные модели подстанций 110/10 кВ вместе с направлениями токов, созданные в Maxwell 3D, показаны на рис. 2.



Рис. 2. Расчетные модели подстанций: вариант I (а) и вариант II (б).

Распределение магнитной индукции на территории и за пределами рассматриваемых подстанций при различных вариантах задания токов приведено на рис. 3 и 4. Вспомогательные линии проведены на расстоянии 20 и 30 м от забора подстанции.



Рис. 3. Распределение магнитной индукции на территории первой подстанции при $I_{\rm C} = 182$ A, $I_{\rm B} = 0$ A, $I_{\rm A} = -182$ A.

Проведенные исследования показали, что величины магнитной индукции за пределами подстанции для третьего варианта задания токов являются наибольшими из трех вариантов. Поэтому достаточно при расчете МП за пределами городских подстанций ВН использовать только третий вариант задания токов. Для определения максимальных значений магнитной индукции на территории подстанции необходимо проводить расчеты для всех трех вариантов.



Рис. 4. Распределение магнитной индукции на территории второй подстанции при различных вариантах задания токов: а $-I_A = 210$ A, $I_B = I_C = -105$ A; б $-I_C = 210$ A, $I_A = I_B = -105$ A; в $-I_C = 182$ A, $I_B = 0$ A, $I_A = -182$ A.

По представленным на рис. 4 распределениям МП на второй подстанции видно, что за пределами подстанции область 0,1 мкТл простирается далеко за границы санитарной зоны и достигает с левой стороны 45-55 метров, 0,15 мкТл в нескольких точках касается границы санитарной зоны (0,2 мкТл – 20 м). Область 1 мкТл практически полностью ограничивается забором подстанции.

Для первой подстанции (рис. 3) характерно схожее распределение МП, но с усилением в правую сторону, за счет близкого расположения шин низкого напряжения к забору с этой стороны и более протяженных по территории ОРУ проводов ошиновки ВН. Поэтому область 0,1 мкТл достигает 50-60 метров, область 0,2 мкТл с правой стороны касается границы санитарной зоны и область 1 мкТл, аналогично второй подстанции, практически полностью ограничивается забором подстанции.

На границе санитарной зоны максимальные значения составляют 0,2 мкТл для первой подстанции (с правой стороны) и 0,17 для второй (с левой стороны).

На территории подстанции превышение значений 100 мкТл (предельное значение для населения по международным рекомендациям ICNIRP 1998) выявлено вблизи шин 10 кВ, на участке между трансформаторами и распределительным устройством закрытого типа. В этих местах на подстанции высота подвеса составляет порядка 3 м и токи, протекающие по этим проводам, в 11 раз превышают токи на территории ОРУ 110 кВ. Наибольшие величины МП в данных местах достигают 400 мкТл, но при этом с увеличением расстояния степень снижения МП быстро растет (на расстоянии 3 м от шин не достигает 100 мкТл).

Выводы. Проведенные исследования показали, что величины магнитной индукции на территории рассмотренных подстанций высокого напряжения, не достигают предельных значений, установленных нормативными документами Украины (1750 мкТл) и международными рекомендациями ICNIRP (500 мкТл). За пределами подстанций на границе санитарной зоны максимальные расчетные значения составляют 0,2 мкТл для первой подстанции и 0,17 мкТл для второй и превышают предельные значения для населения, принятые в некоторых европейских странах (Италия и Швеция). Это свидетельствует о наличии возможной потенциальной экологической опасности за пределами подстанции, расположенных в черте города, в связи с пересмотром действующих нормативных документов. Поэтому необходимо рассмотреть на перспективу "разумные" меры по снижению возможных опасных величин на стадии проектирования подстанций.

Список литературы: 1. A pooled analysis of magnetic fields and childhood leukaemia / [Ahlbom A., Day N., Feychting M. and others] // British Journal of Cancer. - 2000. - Vol. 83, № 5. - P. 692-698. 2. Non-ionizing radiation, Part 1: Static and extremely low frequency (ELF) electric and magnetic fields. Vol. 80: IARC Monographs on the evaluation of carcinogenic risks to humans / [Int. Agency Res. Cancer]. - Lion, France: IARC Press, 2002. - 429 p. 3. EMFs.info. Electric and magnetlimits specific countries. ic field. Exposure in Режим доступа: http://www.emfs.info/Related+Issues/limits/world/ – 25.03.2012 г. – Загл. с экрана. 4. Moro F. Fast analytical computation of power-line magnetic fields by complex vector method / F. Moro, R. Turri // IEEE Transactions on Power Delivery. - 2008. - Vol. 23, № 2. - P. 1042-1048. 5. Segundo H.B.S. Reduction of low voltage power cables electromagnetic field emission in MV/LV substations / H.B.S. Segundo, V.F. Roig // Electric Power Systems Research. – 2008. – Vol. 78, № 6. – P. 1080-1088. 6. Довбыш В.Н. Электромагнитная безопасность элементов энергетических систем: монография / В.Н. Довбыш, М.Ю. Маслов, Ю.М. Сподобаев. – Самара: ООО "ИПК "Содружество", 2009. – 198 с. 7. Salari J.C. Comparative analysis of 2- and 3-D methods for computing electric and magnetic fields generated by overhead transmission lines / J.C. Salari, A. Mpalantinos, J.I. Silva // IEEE Transactions on Power Delivery. - 2009. - Vol. 24, № 1. - P. 338-344. 8. El Dein A.Z. Magneticfield calculation under EHV transmission lines for more realistic cases / Adel Z. El Dein // IEEE Transactions on Power Delivery. - 2009. - Vol. 24, № 4. - P. 2214-2222. 9. Measurements and predictions of electric and magnetic fields from power lines / [C.P. Nicolaou, A.P. Papadakis, P.A. Razis, G.A. Kyriacou, J.N. Sahalos] // Electric Power Systems Research. - 2011. - Vol. 81, № 5. - P. 1107-1116. 10. Vujevic S. Comparison of 2D algorithms for the computation of power line electric and magnetic fields / S. Vujevic, D. Lovric, P. Sarajcev // European Transactions on Electrical Power. - 2011. - Vol. 21, № 1. - P. 505-521. 11. Safigianni A.S. Electricand magnetic-field measurements in an outdoor electric power substation / A.S. Safigianni, C.G. Tsompanidou // IEEE Transactions on Power Delivery. - 2009. - Vol. 24, № 1. – P. 38-42. 12. Public magnetic field exposure based on internal current density for electric low voltage systems / T. Keikko, R. Seesvuori, M. Hyvonen, S. Valkealahti // Health Physics. - 2009. - Vol. 96, № 4. - P. 423-431. 13. Joseph W. General public exposure by ELF fields of 150-36/11-kV substations in urban environment / W. Joseph, L. Verloock, L. Martens // IEEE Transactions on Power Delivery. – 2009. – Vol. 24, № 2. – P. 642-649. 14. Occupational exposure to electric and magnetic fields while working at switching and transforming stations of 110 kV / [L. Korpinen, H. Kuisti, R. Paakkonen, P. Vanhala, J. Elovaara] // The Annals of Occupational Hygiene. - 2011. - Vol. 55, № 5. - P. 526-536. 15. Magnetic-field measurements near two-pole-type distribution substations / A.N. Proios, C.D. Halevidis, E.I. Koufakis; P.D. Bourkas // IEEE Transactions on Power Delivery. - 2011. - Vol. 26, № 2. - P. 1137-1144. 16. Fard M.S. Measurement of the magnetic fields of high-voltage substations (230 kV) in Tehran (Iran) and comparison with the ACGIH treshold limit values / M.S. Fard, P. Nasiri, M.R. Monazzam // Radiation Protection Dosimetry. - 2011. - Vol. 145, № 4. - P. 421-425. 17. Tanaka K. Measurement of power frequency electric and magnetic fields near power facilities in several countries / K. Tanaka, Y. Mizuno, K. Naito // IEEE Transactions on Power

Delivery. - 2011. - Vol. 26, № 3. - P. 1508-1513. 18. Safigianni A.S. Electric and magnetic field measurements in a high voltage center / A.S. Safigianni, A.I. Spyridopoulos, V.L. Kanas // The Annals of Occupational Hygiene. – 2012. – Vol. 56, № 1. - P. 18-24. 19. Hayashi N. Analysis of 60-Hz fields near ground level in 187 kV switchyard of 187/66 kV AC substation / N. Hayashi, K. Isaka, Y. Yokoi // IEEE Transactions on Power Delivery. - 1992. - Vol. 7, № 1. - P. 237-244. 20. Daily W.K. Measurements and computations of electromagnetic fields in electric power substations / W.K. Daily, F. Dawalibi // IEEE Transactions on Power Delivery. -1994. – Vol. 9, № 1. – P. 324-333. 21. A simplified method for magnetic field prediction of 110/10kV indoor substations at the design stage / C. Song, G. Chen, C. Zhu, Z. Fu // 18th International Conference and Exhibition on Electricity Distribution (CIRED 2005) 6-9 June 2005 Turin, Italy : technical reports. Session № 2: Power quality and EMC. - P. 1-4. 22. Nikolovski S. Electromagnetic field calculation of transformer station 400/110Kv Ernestinovo using the CDEGS software / S. Nikolovski, Z. Klaic, B. Stefic // Journal of Electrical Engineering. - 2007. - Vol. 58, № 4. – Р. 207-213. 23. Сайдова Н.В. Анализ электромагнитной обстановки на подстанциях и метод расчета напряженностей магнитного поля в распределительных устройствах / Н.В. Сайдова // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер.: Технические науки. – 2009. – N 2 (24). – С. 184-191. 24. Munteanu C. Electric and magnetic field distribution inside high voltage power substations. Numerical modeling and experimental measurements / C. Munteanu, G. Visan, I.T. Pop // IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering. – 2010. – Vol. 5, № 1. – P. 40-45. 25. Simplistic numerical methodology for magnetic field prediction in open air type substations / C.P. Nicolaou, A.P. Papadakis, P.A. Razis, G.A. Kyriacou, J.N. Sahalos // Electric Power Systems Research. - 2011. - Vol. 81, № 12. - P. 2120-2126. 26. ICNIRP: Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 Ghz). – Health Physics. – 1998. – Vol. 74, № 4. – Р. 494-522. 27. Окунь А.А. Определение магнитного поля подстанций высокого напряжения на основе метода конечных элементов / С.Ю. Шевченко, В.В. Волохин, А.А. Окунь // Восточно-европейский журнал передовых технологий. – Харьков, 2012. – № 2/4(56). – С. 35-39. 28. Справочник по проектированию электроэнергетических систем / [В.В. Ершевич, А.Н. Зейлигер, Г.А. Илларионов и др.]; под ред. С.С. Рокотяна и И.М. Шапиро. – [3-е изд. перераб. и доп.]. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 322 с. 29. Степанов И.М. Влияние конструкций воздушных линий высокого напряжения на интенсивности магнитных полей по их трассам / И.М. Степанов, К.П. Кадомская // Линии электропередачи – 2008: проектирование, строительство, опыт эксплуатации и научно-технический прогресс: Сборник докладов Третьей Российской науч.-практ. конф. с междунар. участием, 3-5 июня 2008г., Новосибирск / под ред. Лаврова Ю.А. – Новосибирск : [б. и.], 2008. – С.81-91. 30. Рожкова Л.Д. Электрооборудование станций и подстанций: учебник для техникумов / Л.Д. Рожкова, В.С. Козулин. – [3-е изд., перераб. и доп.]. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 648 с.

> Поступила в редколлегию 08.05.2012 Рецензент проф., д.т.н., Лупиков В.С.

УДК 539.22:621.317

О.Л. РЕЗИНКИН, канд. техн. наук, зав. каф., НТУ "ХПИ", Харьков

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ИМПУЛЬСНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ ОБРАЗЦОВ СЕГНЕТОКЕРАМИКИ

Experimental researches of electrical induction and dielectric permeability dependences on electrical field intensity for ferroelectrics at the conditions of pulsed electric fields with strengths up to 4 MV/m are resulted.

Проведены экспериментальные исследования зависимости электрической индукции и диэлектрической проницаемости от напряженности электрического поля в сегнетоэлектриках в условиях приложения к ним импульсных электрических полей с напряженностью до 4 MB/м.

Проведено експериментальні дослідження залежності електричної індукції та діелектричної проникності від напруженості електричного поля у сегнетоелектриках в умовах прикладення до них імпульсних електричних полів з напруженістю до 4 MB/м.

Введение. Характерные для сегнетоэлектриков высокая диэлектрическая проницаемость, наличие диэлектрического гистерезиса, высокий пьезомодуль, особые электрооптические характеристики и ряд других необычных электрофизических свойств обуславливают их широкое использование во многих областях современной техники: радиотехнике, электроакустике, квантовой электронике и измерительной технике [1]. Диэлектрики с такими свойствами привлекают большое внимание специалистов, работающих с мощной ВЧ и СВЧ техникой, благодаря тому, что позволяют расширить возможности приборов и устройств по сравнению с приборами на основе полупроводниковых материалов и ферритов [2]. Данные материалы применяются для изготовления малогабаритных конденсаторов, пьезоэлементов, нелинейных емкостных элементов, модуляторов лазерного излучения, параметрических генераторов и т. п. Сегнетоэлектрики технологически более просты, обладают большей, чем полупроводники, электрической и радиационной стойкостью, значительно более экономичны по энергопотреблению, чем ферриты. В некоторых случаях реализация приборов на сегнетоэлектриках позволяет решить задачи техники СВЧ, не решаемые применением приборов на полупроводниках и ферритах.

Представляет большой интерес создание нелинейных волновых систем, на базе искусственных формирующих линий и длинных линий с распределенными параметрами, имеющих в качестве активной диэлектрической среды ферромагнитное и сегнетоэлектрическое заполнение [3]. На основе нелинейных волновых систем с распределенными параметрами разработаны и исследованы принципиально новые схемы различного рода устройств, в которых используются, наряду с уже хорошо известными, новые эффекты и свойства, присущие только волновым системам [3-5]. Это позволяет применять нелинейные волновые системы в качестве формирующих элементов устройств, генерирующих и преобразующих импульсные колебания начиная с микрои заканчивая субнаносекундным диапазонами [5].

При распространении электромагнитных волн в нелинейных средах возможно формирование ударных электромагнитных волн (УЭМВ). Процесс формирования УЭМВ является нестационарным и для его адекватного описания требуется информация о свойствах диэлектрика в моменты времени, соответствующие так называемой переходной кривой поляризации. Это обусловливает необходимость экспериментального исследования импульсной поляризации образцов сегнетокерамики в импульсных электрических полях. С этой целью был создан экспериментальный стенд, позволяющий проводить исследования образцов сегнетокерамики при воздействии разовых импульсов напряжения с длительностью фронта от 5 мс до 50 нс и амплитудой 5 кВ.

Результаты экспериментальных исследований. Проведены исследования образцов разных сегнетокерамик (1, рис. 1,) на основе твердых растворов ($Ba_{1-x}Sr_x$) TiO₃, выполненных в виде таблеток диаметром 35 мм и толщиной 3-5 мм с нанесенными на их торцах электродами (2, рис. 1). Электроды на образце выполнены из токопроводящей пасты ELECTON 40AC. На краях электродов для предотвращения коронирования нанесен слой эпоксидной смолы (3, рис. 1).

Во избежание возникновения электрических разрядов в порах ке-



Рис. 1. Экспериментальный образец сегнетокерамики.

рамики и электрического пробоя по ее поверхности, образцы подвергались вакуумной обработке в конденсаторном масле при температуре 315 К. При проведении эксперимента образцы также были погружены в осушенное конденсаторное масло.

Изменения диэлектрических свойств образцов сегнетокерамики проводились по методике Сойера –

Тауэра, модифицированной применительно к исследованию импульсной поляризации диэлектриков [6]. Данная методика основана на синхронной регистрации временных зависимостей напряженности импульсного электрического поля и электрической индукции в исследуемых диэлектрических средах.

Для проверки работоспособности созданного стенда, корректности приведенной экспериментальной методики, а также программного обеспечения, примененного при численной обработке цифровых осциллограмм, был проведен тестовый эксперимент. Вместо образца исследуемого нелинейного материала был установлен линейный высоковольтный малоиндуктивный конденсатор, в котором рабочим диэлектриком является полимерная пленка. Регистрация сигналов в каналах измерения напряженности и индукции электрического поля продемонстрировала их подобие (совпадение при наложении осциллограмм с соответствующим выбором соотношения их масштабов по Y) в пределах погрешности осциллографа Tektronix TDS1020, что свидетельствует о высокой точности регистрации измеряемых величин.

После проведения тестовых экспериментов были исследованы свойства образцов сегнетокерамик №1 (Ва_{0.8}Sr_{0.2}TiO₃) и №2 (Ва_{0,75}Sr_{0,25}TiO_{0,95}Zr_{0,05}O₃), полученных при разных значениях температуры. Результаты измерений с помощью цифрового осциллографа записывались в виде текстовых файлов, последующая обработка которых проводилась с помощью редактора электронных таблиц Microsoft Excel. В результате были получены зависимости электрической индукции исследуемых образцов сегнетокерамики от напряженности прикладываемого к ним электрического поля.

Расчет напряженности электрического поля E(t) и электрической индукции D(t) проводился по формулам:

$$E(t) = \frac{U_{Cx}(t)}{d}; \ D(t) = \frac{C_m \times U_{Cm}(t)}{S},$$

где $U_{Cx}(t)$, $U_{Cm}(t)$ – результаты осциллографирования напряжений на емкостях Cx и Cm в соответствующие моменты времени; d – толщина исследуемого образца сегнетокерамики; S – площадь электродов образца.

Для определения диэлектрической проницаемости, первичные экспериментальные данные сглаживались полиномом 15-ой степени. Зависимости дифференциальной диэлектрической проницаемости от напряженности прилагаемого электрического поля находились путем аналитического дифференцирования полученного полинома.

В результате численной обработки сигналов, зарегистрированных цифровым осциллографом, для исследуемого нелинейного диэлектрика были получены зависимости от напряженности электрического поля величин электрической индукции, а также относительной диэлектри-

ческой проницаемости:

$$\varepsilon(E) = (1/\varepsilon_0) \cdot (D/E),$$

где *D* – электрическая индукция; *E* – напряженность электрического поля и дифференциальной диэлектрической проницаемости:

$$\varepsilon_d(E) = (1/\varepsilon_0) \cdot (\partial D/\partial E).$$

Для расчетов использовались значения цифровых осциллограмм, которые соответствовали фронту импульса, взятому по уровню 0,1-0,9 от его амплитудного значения. Экспериментально полученные зависимости электрической индукции и дифференциальной диэлектрической проницаемости от напряженности приложенного электрического поля для образцов сегнетокерамик № 1 и № 2 приведены на рис. 2, 3.



Рис. 2. Зависимости, полученные для образца №1 (Ba_{0.8}Sr _{0.2}TiO₃): а – электрической индукции, б - дифференциальной диэлектрической проницаемости от напряженности приложенного электрического поля: 1 - $t = 35^{\circ}$ C; 2 - $t = 45^{\circ}$ C; 3 - $t = 50^{\circ}$ C; 4 - $t = 55^{\circ}$ C; 5 - $t = 60^{\circ}$ C.



Рис. 3. Зависимости, полученные для образца №2 ($Ba_{0,75}Sr_{0,25}TiO_{0,95}Zr_{0,05}O_3$): а – электрической индукции, б - дифференциальной диэлектрической проницаемости от напряженности приложенного электрического поля: 1 - $t = 35^{\circ}C$; 2 - $t = 45^{\circ}C$; 3 - $t = 50^{\circ}C$; 4 - $t = 55^{\circ}C$; 5 - $t = 60^{\circ}C$.
Выводы. Как видно из зависимостей, представленных на рис. 2, наибольшую нелинейность диэлектрическая проницаемость данных образца №1 наблюдается при температуре 35⁰C, то есть близкой к комнатной, но превышающей ее на несколько градусов. Это в значительной степени упрощает поддержание необходимого температурного режима и облегчает использование данного материала в реальных высоковольтных импульсных устройствах. Экспериментальные образцы состава № 2, данные для которого приведенные на рис. 3, кроме химического состава отличаются от образцов состава № 1 технологией синтеза (был произведен более мелкий помол сырьевых компонентов, а формовка образцов была выполнена путем изостатического прессования). Как видно из графиков, это привело к значительному увеличению диэлектрической проницаемости при нарастании напряженности электрического поля в течение десятков наносекунд. Кроме того, наибольшая нелинейность диэлектрической проницаемости наблюдается при температуре 55°С.

Список литературы: 1. Сегнетоэлектрики и антисегнетоэлектрики / Смоленський Г.А., Боков В.А., Исупов В.А., Крайник Н.Н., Пасынков Р.Е., Шур М.С. Л.-М.: Наука, 1971. – 476 с. 2. Сегнетоэлектрики в технике СВЧ / Под ред. О.Г. Вендика. – М.: Сов. радио, 1979. – 272 с. 3. Богатырев Ю.К. Импульсные устройства с нелинейными распределенными параметрами. – М.: Сов. радио, 1974. – 280 с. 4. Белянцев А.М., Козырев А.Б. Особенности генерации высокочастотных колебаний ударной электромагнитной волной при ее синхронизме с обратной волной // ЖТФ. – 2000. – Т. 70. – Вып. 6. – С. 78-83. 5. Буслов О.Ю., Кейс В.Н., Козырев А.Б., Котельников И.В., Кулик П.В. Интегральные сегнетоэлектрические фазовращатели миллиметрового диапазона длин волн на основе периодических структур // ЖТФ. – 2005. – Т. 75. Вып. 9. – С 89-94. 6. Резинкин О.Л., Axelsson A.K., Вытришко В.В. Стенд для исследования динамики импульсной поляризации нелинейных диэлектриков // Приборы и техника эксперимента. – 2010. – № 5. – С. 142-148.

> Поступила в редколлегию 13.04.2012 Рецензент д.т.н., проф. Рудаков В.В.

УДК 62-83

Л.В. АКИМОВ, д-р техн. наук, проф., НТУ "ХПИ", Харьков *Д.Г. ЛИТВИНЕНКО*, аспирант, НТУ "ХПИ", Харьков

ОПТИМИЗАЦИЯ АСТАТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ДВУХМАССОВОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С НЕЛИНЕЙНОЙ НАГРУЗКОЙ

The creation technique of astatic speed regulation system for the two-mass asynchronous electric drive of an alternating current with vector management is considered. The complex approach to a problem of optimization frequency-regulated on the basis of the independent inverter of pressure electric drives with a two-mass mechanical part and the nonlinear moment of resistance is realized.

Рассмотрена методика создания астатической системы регулирования скорости для двухмассового асинхронного электропривода переменного тока с векторным управлением. Реализован комплексный подход к проблеме оптимизации частотно-регулируемых на базе автономного инвертора напряжения электроприводов с двухмассовой механической частью и нелинейным моментом сопротивления.

Розглянуто методика створення астатичної системи регулювання швидкості для двохмасового асинхронного електроприводу змінного струму з векторним управлінням. Реалізований комплексний підхід до проблеми оптимізації частотно-регульованих на базі автономного інвертора напруги електроприводів з двохмасовою механічною частиною і нелінійним моментом опору.

Введение. В исследованиях [1, 2] был предложен и реализован комплексный подход к улучшению динамических характеристик электроприводов, отличающихся сложной механической частью. При этом положительные результаты были получены для астатических систем одномассового электропривода (ЭП) с нелинейной нагрузкой [1] и двухмассового – при M_c =const [2]. Поэтапное применение методов полиномиальных уравнений и диаграмм качества управления (ДКУ) позволяет не только синтезировать, но и оптимизировать по критерию максимальной добротности и запаса устойчивости (МДУ) систему даже с исходно неустойчивым объектом управления.

Подтвердим эффективность комплексного подхода, обусловленного совместным применением методов полиномиальных уравнений и

диаграмм качества управления, для улучшения динамических характеристик двухмассового электропривода с нелинейной нагрузкой.

Постановка задач исследования. Целью исследования является оптимизация динамических характеристик астатической системы векторного управления двухмассового асинхронного электропривода с нелинейной нагрузкой.

Для достижения поставленной цели в работе решаются следующие задачи:

 астатическая система регулирования скорости создается методами систем подчиненного регулирования (СПР) на основе синтезированного полиномиальным методом статического регулятора скорости (РС) пониженного порядка;

– непосредственное создание астатической системы методом полиномиальных уравнений;

- оптимизация полученных астатических систем по критерию МДУ.

Материалы исследования. Используем, разработанные в [3], статический и астатические законы управления двигателем постоянного тока с двухмассовой механической частью и нелинейной нагрузкой, которые при определенных условиях адаптируются для управления системой векторного управления асинхронным двигателем (АД). Этими условиями являются: 1) компенсация перекрестных обратных связей в структуре АД; 2) компенсация обратной связи по электродвижущей силе (ЭДС) двигателя; 3) отсутствие влияния активной составляющей тока статора на потокосцепление ротора (ψ_r = const). При выполнении указанных условий двухканальная структура АД для решения задач синтеза регуляторов полиномиальным методом может быть представлена одноканальной структурой рис.1, которая подобна структуре системы электропривода постоянного тока тиристорный преобразователь – двигатель.



Рис. 1. Одноканальная структура асинхронного ЭП при ψ_r = const.

В связи с изложенным, основываясь на [3], сразу запишем передаточные функции статического PC пониженного порядка и фильтра Ф на входе системы:

$$W_{\rm PC}(p) = \frac{Q_{\kappa+}(p)(m_1p+m_0)}{K_{\rm O}P_{\kappa+}(p)(n_2p^2+n_1p+n_0)}; \quad W_{\Phi}(p) = \frac{1}{(T_1p+1)}, \qquad (1)$$

где $Q_{\kappa+}(p)=2T_{\mu}p+1$; $P_{\kappa+}(p)=1$; $K_0=(1,5Z_pK_r\psi_{r0}K_{\rm AC})/(\beta_c K_T)$; K_T – коэффициент датчика тока; Z_p – число пар полюсов; K_r – коэффициент связи ротора; ψ_{r0} – потокосцепление ротора; $K_{\rm AC}$ – коэффициент датчика скорости; T_{μ} – малая постоянная времени контура тока; J – приведенный к валу двигателя момент инерции ЭП; m_{i-1} и n_{j-1} – неизвестные коэффициенты пониженной на единицу степени полиномов M(p), N(p) числителя и знаменателя синтезируемого регулятора; $T_1=m_1/m_0$ – постоянная времени.

Используя методы СПР и рекомендации, указанные в [4], а также PC (1), получим передаточную функцию астатического PC и необходимого фильтра на входе системы:

$$W_{\rm PC}(p) = \frac{K_{\rm PC}(2T_{\mu}p+1)(T_{1}p+1)}{(T_{3}^{2}p^{2}+T_{2}p+1)} \times \frac{(\gamma * T_{0}p+1)}{\gamma * T_{0}p};$$

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{(T_{1}p+1)(\gamma * T_{0}p+1)},$$
(2)

где $K_{PC}=m_0/K_0n_0=m_0K_T$ $\beta_c/1,5Z_pK_r\psi_{r0}K_{DC}n_0$; $T_3^2=n_2/n_0$, $T_2=n_1/n_0$, $T_0=1/\omega_0-$ эквивалентная малая постоянная времени системы, определяющаяся величиной среднегеометрического корня ω_0 ; $4 \le \gamma^* \le \infty$ – параметр настройки.

Адаптируем ранее проведенные исследования по непосредственному синтезу астатического РС пониженного порядка для ЭП постоянного тока [3] к системе векторного управления АД рис.1. Запишем передаточную функцию астатического РС пониженного порядка и необходимого фильтра на входе системы:

$$W_{PC}(p) = \frac{K_{PC}(2T_{\mu}p+1)(T_2^2p^2+T_1p+1)}{(T_4^2p^2+T_3p+1)p};$$

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{(T_2^2p^2+T_1p+1)},$$
(3)

где постоянные времени $T_1 = m_1/m_0$; $T_2^2 = m_2/m_0$; $T_4^2 = n_2/n_0$, $T_3 = n_1/n_0$.

Для компьютерного моделирования системы векторного управления с РС (2) и (3) принято $J_1=J_2=0,3875$ кгм²; $K_r=0,9808$; $Z_p=4$; $T_{sr}=0,0028$ с; $R_{sr}=1,0657$ Ом; $T_r=0,1088$ с; $L_s=0,07$ Гн; $L_m=0,0683$ Гн; $\sigma=0,0428$. При $U_{3C}=U_{3\Pi}=10$ В учтем, что: $K_{T}=0,1258$ В/А; $K_{\text{ДC}}=0,1384$ Вс; $K_{\Pi}=14,6326$ В/В6; $K_{\Pi 4}=38$; $T_{\mu}=0,0002$ с; $\psi_{r0}=0,6834$ Вб. При модуле жест-

кости механической характеристики АД β =28,58 Н·м·с величина жесткости падающего участка механической характеристики нагрузки взята на уровне β_c =-30 Н·м·с, при котором β_c/β =-1,05.

В исследованиях принято, что нелинейная нагрузка ЭП имеет следующий характер

$$M_{c} = \begin{cases} M_{c0} + \beta_{c1}\omega; & \beta_{c1} = 18 \ \text{H} \cdot \text{M} \cdot \text{c}; & M_{c0} = 0 \ \text{H} \cdot \text{M}; & 0 \le \omega \le 10 \ \text{c}^{-1}; \\ -\beta_{c}\omega; & |\beta_{c}| = 30 \ \text{H} \cdot \text{M} \cdot \text{c}; & 10 \le \omega \le 15 \ \text{c}^{-1}; & (4) \\ +\beta_{c2}\omega; & \beta_{c2} = 2,5 \ \text{H} \cdot \text{M} \cdot \text{c}; & 15 \le \omega \le 75 \ \text{c}^{-1}. \end{cases}$$

При этом для синтеза статического PC (1) взято распределение Баттерворта пятого порядка

 $\alpha_5 p^5 + \alpha_4 \omega_0 p^4 + \alpha_3 \omega_0^2 p^3 + \alpha_2 \omega_0^3 p^2 + \alpha_1 \omega_0^4 p + \alpha_0 \omega_0^5$ со значениями коэффициентов:

 $\alpha_0=1$; $\alpha_1=3,24$; $\alpha_2=5,24$; $\alpha_3=5,24$; $\alpha_4=3,24$; $\alpha_5=1$, а $\omega_0=190$ с⁻¹; $\gamma=2$, $C_{12}=7260$ Нм/рад; $\omega_{12}=193,6$ с⁻¹. Для коэффициентов m_{i-1} и n_{j-1} формулы (1) согласно [3] получено $m_1=0,0013$ с, $m_0=2,1$ и $n_2=0,000005858$ с², $n_1=0,0041$ с, $n_0=1,105$. На основании [4] примем $\gamma^*=10$. Тогда при $T_0=1/\omega_0=0,00526$ с передаточная функция астатического PC (2) и фильтра на входе системы принимают вид:

$$W_{\rm PC}(p) = \frac{12,92(0,0004\,p+1)(0,00062\,p+1)}{(0,0000053\,p^2+0,0037\,p+1)} \times \frac{(0,0526\,p+1)}{0,0526\,p};$$

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{(0,00062\,p+1)(0,0526\,p+1)}.$$
(5)

Для оптимизации астатической системы векторного управления рис. 1 с PC (5) по критерию МДУ, как и ранее в [1, 2] введем в его коэффициент усиления и интегральную составляющую переменные k и b. С учетом этого получим:

$$W_{\rm PC}(p) = \frac{k \times 12,92(0,0004\,p+1)(0,00062\,p+1)}{(0,0000053\,p^2+0,0037\,p+1)} \times \frac{(b \times 0,0526\,p+1)}{0,0526\,p};$$
(6)
$$W_{\rm \Phi}(p) = \frac{1}{(0,00062\,p+1)(b \times 0,0526\,p+1)}.$$

Диаграмма качества управления в частотной области для линеаризованной при β с=-30 Н·м·с системы рис.1 с РС (6) приведена на рис. 2,а, где точка **A** – соответствует исходной настройке системы (*k*=1, *b*=1) с показателем колебательности *M*=4,64, а точка B – настройке по критерию МДУ на максимальный запас устойчивости (*k*=1, *b*=1,13) с *M*=4,1. Амплитудные частотные характеристики рис. 2,6 подтверждают

существование минимума показателя колебательности M при вариации параметра b. На рис.2,в представлены переходные характеристики, отвечающие настройкам в точках **A** и B системы с фильтром на входе.



Рис. 2. Диаграмма качества управления в частотной области (а); амплитудные частотные характеристики замкнутой системы при изменении параметра *b* от 1 до 1,25 (б); переходные характеристики и просадка скорости при набросе постоянной нагрузки в момент времени 0,3 с (в).

Таким образом, анализ рис. 2 показывает существование резерва повышения запаса устойчивости синтезированной системы (понижения показателя колебательности на 13%) с исходного значения M=4,64 до M=4,1. На переходных характеристиках рис. 2,в оптимизированной и исходной систем с фильтром на входе, понижение перерегулирования составляет 20% при $\sigma=10..30\%$. На рис. 3 показаны результаты компьютерных исследований двухмассового ЭП с оптимизированным PC (6) при работе на пониженной скорости $\omega=11$ с⁻¹, соответствующей падающему участку нелинейной характеристики нагрузки с расчетной величиной $\beta c=-30$ Н·м·с (осциллограмма *a*). Случаю $\beta c=0$ отвечает осциллограмма *б*. Выходу ЭП на участок с $\beta c=2,5$ Н·м·с при номинальной скорости $\omega=72,2$ с⁻¹ соответствует осциллограмма *в*. Разгон ЭП с фильтром на входе от задатчика интенсивности (ЗИ) до скорости $\omega=11$ с⁻¹ представлен на осциллограмме *г*.

Анализ графиков рис.3 показывает устойчивую работу оптимизированной на максимальный запас устойчивости по критерию МДУ системы с PC (6) на всех участках нелинейной характеристики нагрузки (4).

Расчет параметров астатического PC (3) выполнен с использованием распределения, отвечающего критическому затуханию переходного процесса шестого порядка $\alpha_6 p^6 + \alpha_5 \omega_0 p^5 + \alpha_4 \omega_0^2 p^4 + \alpha_3 \omega_0^3 p^3 + \alpha_2 \omega_0^4 p^2 + \alpha_1 \omega_0^5 p + \alpha_0 \omega_0^6$ со значениями коэффициентов $\alpha_0=1$; $\alpha_1=4,5$; $\alpha_2=9,75$; $\alpha_3=12,375$; $\alpha_4=9,75$; $\alpha_5=4,5$; $\alpha_6=1$. При этом для $\omega_0=104$ с⁻¹; $\gamma=2$, $C_{12}=7260$ Hм/рад; $\omega_{12}=193,6$ с⁻¹ получено: $m_2=0,0016$ с², $m_1=0,0516$ с, $m_0=1$ и $n_2=0,0000114$ с³, $n_1=0,000625$ с², $n_0=0,0042$ с.



Рис. 3. Переходные характеристики асинхронного ЭП с оптимизированным по критерию МДУ РС: а – нагрузка $\beta c = -30 \text{ H м c};$ $\delta - \beta c = 0 \text{ H м c}; \text{ в - } \beta c = 2,5 \text{ H м c}; \text{ г - } \beta c = -30 \text{ H м c}, \text{ пуск при } t_{3H} = 0,2 \text{ c}.$

Передаточная функция астатического PC (3) и фильтра Ф представляются в виде:

$$W_{\rm PC}(p) = \frac{1597(0,0004\,p+1)(0,0016\,p^2+0,0516\,p+1)}{(0,00027\,p^2+0,1473\,p+1)p};$$
(7)
$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{(0,0016\,p^2+0,0516\,p+1)}.$$

Для оптимизации астатической системы векторного управления с РС (7) по критерию МДУ, как и ранее, введем в его коэффициент усиления и интегральную составляющую переменные *k* и *b*. С учетом этого получим:

$$W_{\rm PC}(p) = \frac{k \times 1597(0,0004\,p+1)(b^2 \times 0,0016\,p^2 + b \times 0,0516\,p+1)}{(0,00027\,p^2 + 0,1473\,p+1)p};$$
(8)
$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{(b^2 \times 0,0016\,p^2 + b \times 0,0516\,p+1)}.$$

АЧХ замкнутой системы с РС (8) при изменении переменной b представлены на рис. 4a. Их анализ показывает, что минимальное значение частотного показателя колебательности M=5,3 отвечает исходной настройке РС при b=1. Таким образом, оптимальная настройка по критерию МДУ системы с непосредственно синтезированным астатическим регулятором впервые за многие исследования совпадает с ис-

ходной настройкой PC (7). Такое совпадение исходной и оптимальной по критерию МДУ настроек можно объяснить тщательным выбором параметров PC (7). В частности при синтезе полиномиальным методом PC (6) было найдено одно фиксированное значение ω_0 для выбранного распределения с критическим затуханием переходного процесса.



Рис. 4. Амплитудные частотные характеристики замкнутой системы при изменении параметра *b* от 0,99 до 1,01 (а); переходные характеристики в линеаризованной системе при β_c=-30 H м с с фильтром на входе и просадка скорости при набросе постоянной нагрузки в момент времени 0,3 секунды (б).

Работа системы с непосредственно синтезированным полиномиальным методом астатическим PC в тех же режимах, что и на рис.3, приведена на рис. 5.



Рис. 5. Переходные характеристики асинхронного ЭП с непосредственно синтезированным астатическим РС: а – нагрузка βc =-30 H м c; $\delta - \beta c$ =0 H м c; в – βc =2,5 Н м c; г – βc =-30 H м c, пуск при t_{3H} =0,2 с..

Графики на рис. 5 подтверждают работоспособность системы с непосредственно синтезированным астатическим регулятором скорости на всех участках нелинейной характеристики нагрузки (4).

Выводы. Предложенное в [1, 2] использование методов полиномиальных уравнений и диаграмм качества управления распространимо для улучшения динамических характеристик сложных двухмассовых асинхронных электроприводов с нелинейной нагрузкой. Этим обосновывается целесообразность применения комплексного подхода для улучшения динамических характеристик электроприводов. Установлено, что более эффективной является оптимизация по критерию МДУ астатической системы, полученной совместным применением методов полиномиальных уравнений и систем подчиненного регулирования.

Список литературы: 1. Акимов Л.В. Синтез астатического регулятора скорости для системы векторного управления одномассовым асинхронным электроприводом с нелинейной нагрузкой / Л.В. Акимов, Д.Г. Литвиненко // Наукові праці "ДонНТУ". Сер. Електротехніка і енергетика. – Донецьк: "ДонНТУ". – Вип. №11(186). – 2011. – С. 16-23. 2. Акимов Л.В. Улучшение динамики астатической системы векторного управления двухмассового асинхронного электропривода с постоянной нагрузкой / Л.В. Акимов, Д.Г. Литвиненко, А.А. Вакуленко // Электротехнические и компютерные системы. Киев: Техника. – 2011. – №03(79). – С. 92-97. 3. Акимов Л.В. Динамика двухмассовых систем с нетрадиционными регуляторами скорости и наблюдателями состояния: Монография / Л.В. Акимов, В.И. Колотило, В.С. Марков, – Харьков: ХГПУ, 2000. – 93 с. 4. Крупович В.И. Справочник по проектированию автоматизированного электропривода и систем управления технологическими процессами / В.И. Крупович, Ю.Г. Барыбин, М.Л. Самовер. – М.: Энергоиздат, 1982. – 416 с.



Акимов Леонид Владимирович, доктор технических наук, профессор кафедры "Автоматизированные электромеханические системы", НТУ "ХПИ". В 1989 году защитил в Московском энергетическом институте докторскую диссертацию и в 1990 году получил ученое звание профессор. Является отличником высшей школы, изобретателем СССР, награжден медалями ВДНХ СССР за выполненные разработки промышленных электроприводов. Неизменной с 1956 года областью инженерных и научных интересов является электропривод.



Литвиненко Дмитрий Григорьевич, аспирант кафедры "Автоматизированные электромеханические системы" НТУ "ХПИ". В 2007 г. закончил Харьковский политехнический институт по специальности "Электробытовая техника". В 2007 г. поступил в аспирантуру с отрывом от производства. Научные интересы – улучшение динамических характеристик частотно-регулируемого асинхронного электропривода с векторным управлением при нелинейном характере нагрузки использованием методов полиномиальных уравнений и диаграмм качества управления.

> Поступила в редколлегию 26.04.2012 Рецензент проф., д.т.н. Клепиков В.Б.

УДК 621.21

Р.Я. ПРОТОПОПОВ, аспирант, НТУ "ХПИ", Харьков *В.В. СЕБКО*, д-р техн. наук, проф., НТУ "ХПИ", Харьков *В.П. ШАПОРЕВ*, д-р техн. наук, проф., НТУ "ХПИ", Харьков

НЕКАТАЛИЧЕСКОЕ ТЕРМИЧЕСКОЕ ОБЕЗВРЕЖИВАНИЕ ВЕНТИЛЯЦИОННЫХ ВЫБРАСОВ, СОДЕРЖАЩИХ ОРГАНИКУ, В ВОЛНЕ ФИЛЬТРАЦИОННОГО ГОРЕНИЯ

An experimental and numerical research of thermal decontamination process of ventilation emissions in the wave of filtration combustion of methane. The model of the process presented.

Проведено экспериментальное и расчетное исследование процесса термического обезвреживания вентиляционных выбросов в волне фильтрационного горения метана. Представлена модель процесса.

Проведено експериментальне та розрахункове дослідження процесу термічного знешкодження вентиляційних викидів у хвилі фільтраційного горіння метану. Надано модель процесу.

Введение. Для очистки промышленных газовых выбросов от органических примесей и вредных сернистых соединений применяют различные методы: абсорбционные, термические, адсорбционные, каталические и комбинированные. Наибольшее развитие в отечественной практике для нейтрализации указанных вредных примесей, получили термические и каталитические методы обезвреживания. Каталические установки [1] обеспечивают высокие степени обезвреживания примесей более 96 %, однако, они эффективны только при крупнотоннажном производстве. Эти установки имеют большие габариты, требуют периодической замены катализатора. В качестве катализаторов в большинстве случаев используются металлы: платина и металлы платинового ряда, оксиды меди, марганца и др. Например, в качестве восстановительных катализаторов применяют монельметалл (медноникелевый сплав) или платину на глиноземе. Учитывая значительную стоимость катализатора при эксплуатации установок, необходима предварительная очистка вентиляционных выбросов от механических примесей и поддержание определенных температурных режимов во избежание отравления катализатора и снижения его активности [1].

Для реализации термических методов обезвреживания вентиляционных выбросов, в основном, используются проточные реакторы смешения, в которых природный газ смешивается с первичным воздухом и сгорает в полости специального коллектора. Обезвреживаемые газы омывают коллектор с горелкой. Процесс обезвреживания происходит на выходе из полости коллектора, где хвостовая часть факела контактирует с обезвреживаемыми выбросами при их истечении из кольцевой щели между корпусом горелки и коллектором [3]. Затем смесь поступает в топку, скомпонованную с газовой горелкой и камерой смешения. Степень обезвреживания выбросов зависит от интенсивности турбулентного смешения потоков и температуры, которая достигается после смешения факела горелки с потоком газовых выбросов.

Степень разбавления газового потока после горелки, потоком вентиляционных выбросов зависит от их массового соотношения (g = $M_{\rm \phi r}/M_{\rm Br}$) и определяет температуру обезвреживания токсикантов. Как показано в ряде теоретических и экспериментальных работ [4, 5] при степенях разбавления факельного потока после горелки ($g = M_{\rm dr}/M_{\rm Br}$) равном 0,1-0,2 средняя температура смеси перед топкой, то есть температуре обезвреживания токсикантов, составляет ниже 700 °С. Такой уровень температуры не позволяет в процессе термического уничтожения галогенорганических веществ, при соответствующем содержании кислорода в потоке не менее 6 % и времени пребывания в топке менее 1 с, достигнуть полного термического уничтожения токсикантов. Как показано в [6] для таких токсикантов, как галогенорганические вещества и полициклические углеводороды, температура термического уничтожения должна поддерживаться на уровне ≥ 1000 °C, а геометрия горячей зоны (топки) должна обеспечивать пребывание смешанного газа в зоне в течение 6-7 с. В этих условиях гарантируется полное разложение токсиканта и невозможность вторичного образования диоксино-фураноподобных и полициклических ароматических углеводородов.

Таким образом, для повышения эффективности процесса термического обезвреживания вентиляционных выбросов, содержащих органические соединения целесообразно усовершенствование как процесса сжигания газа, так и конструкции (геометрии) горячей зоны реактора.

Одним из перспективных направлений является использование реакторов с пористой засыпкой в режиме распространения волн фильтрационного горения [7] и ректоров реверсивного типа [8], где сверхадиабатический эффект достигается периодическим изменением

направления фильтрации горючей смеси. Как показано в теоретических и экспериментальных работах [9-11], сжигание низкокалорийного топлива в пористых засыпках инертного материала позволяет значительно повысить уровень температуры в горячей зоне такого устройства по сравнению с адиабатической температурой используемого топлива. В работах [12, 13] представлены конструкция и принцип действия аппарата регенеративного типа для сжигания оксида углерода. Конструктивное оформление отличается тем, что в корпусе аппарата чередуются слои засыпки катализатора (боксита) и инертной засыпки (шамота). Установлено, что слои инертной насадки являются зоной аккумуляции тепла, где стабильно поддерживается температура ≥ 800°C. В этой зоне, как установлено в работах [12, 13], обезвреживание полициклических углеводородов происходит на 80-85 % при их исходной концентрации в газе – 250 мг/м³.

Таким образом, известные публикации свидетельствуют о возможном применении реакторов с пористой засыпкой в режиме распространения волны фильтрационного горения для усовершенствования процесса термического обезвреживания вентиляционных выбросов, содержащих органические примеси.

Целью данной работы является выяснение возможности осуществления некаталического термического обезвреживания вентиляционных выбросов, содержащих органические примеси в волне фильтрационного горения и изучение закономерностей данного процесса.

Экспериментальная часть. Экспериментальная установка включает в себя реактор с пористой засыпкой (рис. 1): блок воспламенения, систему перемешивания и дозирования исходных газовых реагентов, систему измерения температуры в реакторе и оборудование для газовой хроматографии.

Реактор (6) (цилиндрическая кварцевая труба, кварц прозрачный длиной 1000 мм, внутренним диаметром 41 мм), заполняется частицами инертного керамического материала (засыпки) соединен с камерой воспламенения (5), выполненной из нержавеющей стали 1Х18Н10Т и вентиляционной системой для удаления продуктов реакции (10), разрежение 70-80 Па. Для равномерного распределения по сечению реактора предварительно перемешанной газовой смеси использовали керамическую решетку из оксида алюминия (2). Камера воспламенения снабжена двумя нихромовыми электродами в кварцевой изоляции для создания искрового разряда (1). Заряд возникает при подаче на электроды напряжения от высоковольтного источника питания (7000 В).



Рис. 1. Схема реактора:

1 – электроды, 2 – турбулентная решетка (керамика), 3 – кварцевый кожух для термопар, 4 – статический смеситель для воздуха и метана, 5 – камера воспламенения, 6 – кварцевый цилиндр (реактор), 7 – теплоизоляция реактора, 8 – опорная решетка для засыпки, 9 – пористая засыпка, 10 – штуцер для отвода газообразных продуктов реакции, 11 – вентилятор для подачи паро-газовой смеси $P_{\rm nrc}$ – 1800 Па, 12 – штуцер для подачи ПГС в зону максимальных температур.

При проведении исследований использовался природный газ УМГ "Киевтрансгаз" следующего состава: метан (C₁) – 91,55, этан (C₂) – 4,06, пропан (C₃) – 1,19, кислород (O₂) – 0,004, азот (N₂) – 1,5, диоксид углерода (CO₂) – 1,269 – компоненты в % масс. Плотность относительная – 0,613, плотность хроматографическая 0,739 кг/м³, низшая теплота сгорания – 34668 кДж/м³, число Воббе (наивысшее) – 49056,5 кДж/м³. При анализе использовался хроматограф "Кристалл 2000м". Парогазовоздушная смесь (ПГС) с давлением 1800 Па, температурой 403 °С представляет собой вентиляционный выброс с концентрацией вредных углеводородных примесей – 1500 мг/м³, остальное воздух. Количество кислорода в ПГС – 296,7 кг/м³, влаги 0,01 кг/м³, остальное азот.

Химический состав вредных углеводородных примесей: парафины, бензолы, гексаны, кислородосодержащие органические соединения, дибутилдиактилфтолаты, азотосодержащая органика, полиароматические углеводороды.

Согласно данных по идентификации вредных примесей в ПГС токсиканты состоят из CO, HCl и смеси углеводородов, соответственно от общей массы (1500 мг/м³) их количество оценивается как: CO – 20,8, HCl – 41,8, сумма углеводородов 37,4, % масс. Углеводороды, которые входят в ПГС состоят из: полициклических ароматических углеводородов; углеводородов $C_3 - C_{20}$; углеводородов, содержащих хлор. Количество указанных углеводородов примерно одинаково по каждому виду. Нижние пределы температур, при которых происходит деструкция углеводородов, соответственно составляют: 450 °C, 580 °C, 530 °C. Диссоциация HCl начинается при температуре 380 °C с образованием ионов Cl, последние могут вступать во взаимодействие в интервале температур 400 – 620 °C с CO с образованием оксохлорида углерода по реакции:

$$\operatorname{CO+Cl}_{2} \xrightarrow{T} \operatorname{COCl}_{2}. \tag{1}$$

Горение метана оценивается следующими кинетическими зависимостями [14, 15]

$$H_2 + 72 O_2 \rightarrow H_2O$$
 $k_2 = 2,1410 \text{ exp}(13000/7)[H_2],$ (3)
 $CH_4 + O_2 \rightarrow CO_2 + 2 H_2O$ $k_3 = 5,6 \cdot 10^{12} \exp(12400/7)[CH_4].$ (4)

Согласно расчетов [14, 15] на полное сгорание 1 кг углерода, входящего в топливо, необходимо расходовать 2,67 кг O_2 или 1,86 м³ кислорода по объему (22,4 м³/кмоль – объем 1 кмоль); при этом выделится по массе 3,67 кг, а по объему 1,86 м³ дымовых газов (CO₂). Соответственно для сгорания 1 кг водорода необходимо расходовать 8 кг (5,6 м³) кислорода, а выделится 9 кг (11,2 м³) водяных паров.

Перед запуском эксперимента пористую среду реактора прогревали. Для этого в реактор в течении 25-30 мин (1500-1800 с) подавали смесь компонентов (метан + ПГС), состав которой по основным компонентам (СН₄ и O₂) близок к стехиометрическому, то есть в массовом и объемном соотношении необходимом для полного сгорания углерода. Смесь поджигали с помощью искрового разряда. На этой стадии горение происходит на верхней поверхности слоя засыпки. После того как горение становилось устойчивым, разряд гасили, а состав смеси поэтапно приводили к требуемому избытку кислорода, то есть к требуемому соотношению α – отношения мольных долей метана и кисло-

рода в рабочей смеси, нормированное на аналогичное отношение для смеси, стехиометрический состав которой соответствует реакциям (2-4). В опытах α изменялось в пределах 1,1÷1,4. При переходе к обогащенным по кислороду смесям в реакторе начинает распространяться устойчивая спутная волна фильтрационного горения, которая наблюдалась и другими исследователями при богатых метано-воздушных смесях [16].

Реагирующие газы (ПГС и метан) перед подачей в реактор смешивали в смесителе 4. Расход газов регулировали игольчатыми клапанами и контролировали стандартными ротаметрами (на схеме 1 не показаны). Температуру вдоль оси реактора измеряли тремя Pt – Pt – 10 % Rh термопарами диаметром 0,5 мм, расположенными на разной глубине слоя засыпки. Термопары находились в кварцевом защитном кожухе диаметром 8 мм (рис. 1 поз. 3). Сигналы термопар фиксировались с помощью автоматической системы записи. Химический состав продуктов конверсии определяли с помощью хроматографа CHROM-4, для анализа использовали стандартные колонки, заполненные молекулярным ситом, в качестве носителя использовали аргон. Система обеспечивала определение H₂, CO, CH₄, N₂, O₂. Определение концентрации индивидуальных полициклических ароматических углеводородов осуществлялось методом газохроматографического анализа [17] в отобранных пробах с поглощающим реагентом толуол. Отбор газа проводился со скоростью 1 дм³/мин, скорость газопылевого потока при этом определялась с помощью газоанализатора Test.350М|XL №412. Кроме определения и идентификации органических соединений в составе выходящего газа определялись: NH₃, HCl, NO_x, CO, SO_x, O₂ согласно методик [18].

Результаты эксперимента. Эксперименты по сжиганию смесей выполнены в основном для состава реагирующей смеси, соответствующей избытку кислорода $\alpha = 1,15$ и для двух видов инертных материалов засыпки (табл. 2)

	тиолици г Сво	ne i ba m	ai opiiasia sac	DIIIKII	
Материал	Форма, размер	ρ,	C_s ,	3	Возможность
		$\kappa\Gamma/M^3$	Дж/(кгК)		катализа
Al ₂ O ₃	Куски близкие к шару	3060	794	0,6	нет
	d = 10 MM				
Шамот	Куски близкие к кубу,	1900	729	0,49	нет
	сторона куска – 15 мм				

Таблица 1 – Свойства материала засыпки

Для каждого пористого материала расход смеси изменяли в диа-

пазоне 1-3 м³/ч. Максимальное значение расхода определялось длиной реактора и выделяемой тепловой мощностью. Типичное распределение температуры в пористой среде при распространении волн горения показано на рис. 2, 3. Максимальную температуру для каждого режима определяли как максимальное значение температуры на третьей термопаре.





Рис. 2. Профили температуры, регистрируемые термопарами, расположенными в глубине слоя засыпки 1 - 0,1 м, 2 - 0,3 м, 3 - 0,45 при распространении волны горения $Q_{\rm cm} - 3$ м³/ч, G = 0,8 кг/м²с, засыпка Al₂O₃.



В табл. 2, 3 приведен состав продуктов, выходящих из реактора в пересчете на сухой газ.

Как следует из приведенных результатов на рис. 2, 3 и таблицах 2, 3 максимальная температура в одиночной волне увеличивается с ростом расхода (скорости фильтрации) в диапазоне 0,4-1,0 кг/(M^2 с) и достигает максимума при значениях 0,6-0,88 кг/(M^2 с). Максимальная температура не зависит от свойств засыпки (пористости, размера гранул) и составляет 1300-1325 °C. Рост температуры сопровождается уменьшением концентрации водорода и CO, увеличением CO₂. Степень сгорания метана при избытке O₂ $\alpha = 1,15$ во всех опытах (табл. 2, 3) составляет практически 100 %. В таблицах 2, 3 приведены также индивидуальные данные экспериментов по изменению массовых расходов токсикантов на входе в реактор и на выходе, с определением степеней их обезвреживания. Результаты, приведенные в табл. 2, 3 свидетельствуют о том, что степень деструкции органики в исследуемых условиях достигает 96-99 %,

			% объемные							Массовый расход токсикантов, г/с								η,	%				
0	0										Вход					Вых	код						
<i>О</i> , м ³ /час	$G, \operatorname{kt/M}^2 G$	T_{\max} °C	CO,	N_{2}	0_2	CO	H_2	CH_4	органика	NO_2	$^{\rm x}OS$	^ε HN	HCI	органика	NO_2	CO	SO_x	$\rm NH_3$	HCI	органика	SO_{x}	NH_3	HCI
1,0	0,42	1230	9,0	84,7	2,0	3.5	0,8	Ι	$1,5.10^{-4}$	I	$0, 6.10^{-4}$	$1, 8 \cdot 10^{-4}$	$1,6.10^{-4}$	$0,058 \cdot 10^{-4}$	6.10^{-4}	24.10^{-4}	$0,25.10^{-4}$	$0,5.10^{-4}$	0	96,2	58,3	72,2	100
2,0	0,55	1320	11,0	85,35	1,8	1.25	9'0	-	$3,0.10^{-4}$		$1,2.10^{-4}$	3.10^{-4}	$3.8 \cdot 10^{-4}$	$0,041 \cdot 10^{-4}$	12.10^{-4}	49.10^{-4}	$0,4.10^{-4}$	$1, 1 \cdot 10^{-4}$	0	98,6	66,6	66,6	100
3,08	0,88	1325	11,0	85,15	2,0	1.2	0,65	I	$4,5.10^{-4}$	I	$1,6.10^{-4}$	$2,96.10^{-4}$	$4,8.10^{-4}$	$0,04 \cdot 10^{-4}$	16.10 ⁻⁴	50.10^{-4}	$0,6.10^{-4}$	$1,0.10^{-4}$	0	66	62,5	66,2	100

Таблица 2 – Состав продуктов реакции (засыпка Al₂O₃)

Таблица 3 – Состав продуктов реакции (засыпка шамот)

				%	объе	емны	ie	Массовый расход токсикантов, г/с										η, '	%				
2	0	•									Вход	(Вых	юд						
$Q,$ м 3 /ча	$G, \mathrm{kr/m}^2$	$T_{ m max},$ °C	CO_2	N_2	O_2	CO	H_2	CH_4	органика	NO_2	SO_{x}	$\rm NH_3$	HCI	органика	NO_2	CO	SO_{x}	$\rm NH_3$	HCI	органика	SO_{v}	$\rm NH_3$	HCI
1,2	0,4	1177	8,6	83,6	2,5	2,8	2,3	0,2	$1,8.10^{-4}$	Ι	$0,6.10^{-4}$	$1,82.10^{-4}$	$1,92.10^{-4}$	$0,076.10^{-4}$	5.10^{4}	27.10^{-4}	$0,2.10^{-4}$	$0.6.10^{4}$	0	95,7	66,6	67,0	100
2,6	0,61	1327	11,5	84,8	2,0	1,0	0,7	I	$3.9.10^{-4}$	I	$1,4.10^{-4}$	$3,1 \cdot 10^{-4}$	$4,16.10^{-4}$	$0,04.10^{-4}$	15.10^{-4}	60.10^{-4}	$0,5.10^{-4}$	$1.0 \cdot 10^{-4}$	0	98,9	64,3	67,7	100
3,0	0,96	1305	11,0	85,35	2,0	1,0	0,65	I	$4,5.10^{-4}$	I	$1,6.10^{-4}$	$3,0.10^{-4}$	$4,8.10^{-4}$	$0,04.10^{-4}$	15.10^{-4}	62.10^{-4}	$0,5.10^{-4}$	$1.0.10^{-4}$	0	66	68,75	83,3	100

практически на 65 % уменьшается концентрация SO_x, NH₃. Необычным фактом является то, что в отходящих газах из реактора не обнаружено HCl, появляется концентрация NO₂. Средняя концентрация CO в отходящих газах из реактора характерна для процесса полного сжигания метана при избытке кислорода 1,15-1,2 [19]. Отсутствие HCl возможно связано с диссоциацией HCl и взаимодействием CO по реакции (1), появление NO₂ возможно есть результат взаимодействия атомарного кислорода, который может появиться при деструкции некоторых органических соединений на поверхности гетерогенной засыпки с азотом. Некоторое увеличение СО по отношению к данным проведенным в [19], по видимому, есть результат иного механизма деструкции органики (например, $C_6H_6(COOC_4H_9)_2;$ $COOHC_6H_4COOC_2H_5$) на гетерогенной засыпке.

Вполне вероятно, что именно гетерогенные процессы, протекающие с участием гранул засыпки, изменяют не только механизмы разложения (окисления) выше указанных реакций, но и механизм горения метана, о чем свидетельствует данные таблицы 3 (первая строка). Очевидно, что при избытке кислорода 1,15 и достаточно высокой температуре 1177 °C в отходящих газах обнаружен несгоревший метан (0,2 %).

Для выяснения роли гетерогенных процессов на поверхности засыпки необходимо провести дополнительные опыты с различными засыпками, дисперсность которых изменяется в широких пределах.

Моделирование исследуемых процессов. Для того, чтобы проводить численное исследование процессов в фильтрационных волнах горения метано-воздушной среды (использовали модель со следующими допущениями).

Считали, что процесс деструкции токсикантов до требуемых значений степени деструкции полностью определяется максимальной температурой и временем пребывания в зоне температур, которое равно 1,5-2 с согласно рис. 1, 2 эти показатели полностью зависят от условий фильтрационного горения метана. Считали, что волна фильтрационного горения метана полностью сформировалась и распространяется с постоянного скоростью.

Химическая модель CHEMKIN окисления гомогенной метановоздушной смеси включают 946 кинетических уравнений [16], которые все учесть трудно, поэтому считали основными уравнениями (2-4).

Исходная система уравнений, описывающая процесс распространения волны фильтрационного горения может быть описана системой обыкновенных дифференциальных уравнений [16].

$$G\frac{dE}{dx} = \alpha_{\rm T}(\theta - T)$$

$$\frac{G}{\varepsilon}\frac{dY_k}{dx} = \omega_k W_k, \quad k = 1....K$$

$$\lambda_s(\theta)\frac{d\theta}{dx} = G(E - E_0) - \varsigma(\theta - T_0)$$
(5)

где G – массовый расход, кг/(м²c); $\alpha_{\rm T}$ – объемный коэффициент межфазного теплообмена, Вт/(м³K); θ – температура твердой фазы, K; T – температура газа, K; ε – порозность засыпки; Y_k – содержание k-го компонента, мас. д; ω_k – скорость образования k-го компонента, моль/(м³c); W_k – молярная масса k-го компонента, кг/моль; λ_c – коэффициент эффективной теплопроводности материала засыпки, Вт/(мК); $\varsigma = C_s \rho_s (1-\varepsilon) u$; C_s – удельная теплоемкость материала засыпки, Дж/(кг·K); ρ_s плотность материала засыпки, кг/м³; u – скорость распро-

странения волны горения, м/с; $E = \sum_{k=1}^{k} h_k(T) Y_k$ – удельная энтальпия

газовой смеси, Дж/кг; E_0 – удельная энтальпия исходной газовой смеси при $T_0 = 676$ К, Дж/кг; x – продольная координата, м.

В качестве начальных условий при x = 0 для температуры твердой фазы брали $\theta = 650$ К, для Y_k – начальный состав смеси. Начальное условие для энтальпии $E = Z(\theta - T_0) + E_0$ оценивается в предположении, что на участке x < 0 профили температур описываются решением Михельсона [20]. Здесь

$$Z = \frac{\left(\varsigma - \frac{\alpha_{\rm T}\lambda_s}{GC_g}\right) + \sqrt{\left(\varsigma - \frac{\alpha_{\rm T}\lambda_s}{GC_g}\right)^2 + 4\alpha_{\rm T}\lambda_s}}{2G}, \qquad (6)$$

где C_g – средняя удельная теплоемкость газовой смеси в интервале от T_0 до $T|_{x=0}$, Дж/(кг·К).

Скорость распространения волны (собственное значение задачи) находим методом пристрелки. Условием на бесконечности являлось равенство температур газа и твердой фазы при термодинамическом равновесии компонентов газовой смеси, то есть $T = \theta$.

На рис. 4 приведены профили температуры газовой и твердой фаз в волнах горения для различных массовых расходов газовой смеси, рассчитанные по уравнениям модели.



Рис. 4. Изменение во времени профилей температур твердой и газовой фазы в волнах горения: $1 - 0,48 \text{ кг/(m^2c)}; 2 - 1,0 \text{ кг/(m^2c)}; \alpha = 1,15; \alpha = 5 \cdot 10^4 \text{ Br/(m^3K)}.$

Характерной особенностью профилей температур, представленных на рис. 4, является падение температуры после достижения максимума. Это явление связано с эндотермическими реакциями. Вблизи максимума падение температуры довольно резкое, а далее с уменьшением температуры эндотермические реакции замедляются. Увеличение расхода вначале вызывает рост температур T_{max} , но уже при $G = 1 \text{ кг/(м}^2 \text{с})$ максимальная температура выходит на насыщение и больше не растет. Полученные результаты соответствуют экспериментальным данным, приведенных на рис. 2, 3 и табл. 2, 3.

Экспериментальные результаты и результаты расчета по модели, полученные в данной работе, показывают, что в волнах фильтрационного горения метано-воздушной среды при $\alpha = 1,15-1,2$ температура волны достигает своего максимального значения при G = 0,6-0,9 кг/(м²c). Экспериментально найденное максимальное значение температуры твердой фазы составляет 1300 °C. При такой температуре деструкция органических токсикантов происходит полностью чисто термическим путем. Исследование особенностей гетерогенных процессов протекающих на твердой фазе засыпки и их влияние на состав продуктов представляется весьма интересным и актуальным.

Список литературы: 1. Батура П.И. Каталитические реакторы для дожигания отходящих газов // Кокс и химия. – 1991, № 5. – С. 32-34. 2. Торопкина Г.Н., Калинкина Л.И. Технико-экономические показатели промышленной очистки газовых выбросов от органических веществ // Промышленная и санитарная очистка газов: Обзор. информ. / ЦИНТИхимнефтемаш. 1983. – С. 4-18. 3. Злыгостев А.С. Очистка выбросов от газо- и парообразных примесей // Первоист-ник. http://ecologylib.ru "Ecologylib.ru: Экология", 20 с. 4. Звіт про виконання роботи "Аналіз варіантів моделей хіміко-технологічних процесів і розробка моделей хімічного процесу термічного знешкодження газоповітряної суміші, що утворюсться у виробництві вінілових шпалер" (дог. ТОВ ЕНКІ №873/2 від 10.03.2006 р.)

/ Харків, 2006, 30 с. 5. Беляков Б.П., Исаков И.Г., Шейко А.В. Термические методы обезвреживания промышленных газообразных выбросов // Промышленная и санитарная очистка газов: Обзор. информ. Серия ХМ-14 / ХИНТИхимнефтемаш, 1983. 21 с. 6. Сталинский Д.В., Касимов А.М. Перспективы инновационных технологий утилизации и уничтожения опасных отходов горнодобывающего, металлургического и энергетического комплекса Украины // Экология промышленности. 2011, № 4, С. 93-100. 7. Kennedy L.A., Fridman A.A., Saveliev A.V. Super adiabatic combustion in porous media: wave propagation, in stabilities, new type of chemical reactor // J.Fluid Mechanic Research. 1995. - Vol. 2. - P. 1. 8. Dmitrenko Yu.M., Gavrilvuk V.V., Minkina V.G. et all. Study of methane-to-hydrogen conversion under filtration combustion // The IV Int. School-seminar "Non equilibrium processes and their Application". Minsk: HMTI Publ., 1998. – P. 170. 9. Hoffman J.G., Echigo R., Yoshida H., Tada S. Experimental study on combustion in a porous media with a reciprocating flow system // Combustion and Flame. 1997, Vol. 111. - P. 32. 10. Jaевский Ю.М., Бабкин М.С. Фильтрационное горение газов // Распространение тепловых волн в гетерогенных средах / под ред. Ю.Ш.Матроса. – Новосибирск: Наука, 1988. – С. 108. 11. Фатеев Г.А., Кирсанов В.М., Торопкина Г.Н., Петрова Л.П. Глубокое окисление низкоконцентрированных газовых смесей в режиме реакционных автоволн // Физико-химические процессы в неравновесных системах. Минск: ИТМО АН БССР. 1986. – С. 106. 12. Зинченко М.Г., Фотченко В.М., Михайлов Ф.К. и др. Испытание аппарата беспламенного сжигания оксида углерода в отбросных газах содового производства // В кн.: Интенсификация технологических процессов и аппаратов содового и смежных производств: Труды НИОХИМ. – Харьков, 1985, Т. 60. – С. 70-77. 13. Зинченко М.Г., Фотченко В.М.и др. Исследование процесса беспламенного каталитического дожигания окиси углерода в отходящих газах содового производства // Промышленная и санитарная очистка газов. – 1982. – № 3. – С. 21. 14. Основы практической теории горения / В.В. Померанцев, К.М. Арефьев, Д.В. Ахметов и др. – Л.: Энергия, 1973. – 262 c. 15. Weimer A.W., Clough O.E. Modeling a low pressure stem-oxygen fluidizedbed coal gasiflying reactor // Chem. Eng. Sci. - 1981. - Vol. 36, № 3 - P. 549-567. 16. Гаврилюк В.В., Дмитренко Ю.Д., Жданюк С.А. и др. Исследование процесса конверсии метана в водород в условиях сверхадиабатического фильтрациооного горения // Теоретич. основы химической технологии. – 2001. Т. 35, №6. – С. 627-635. 17. Методика газохроматографического определения концентрации индивидуальных полициклических ароматических углеводородов в выбросах предприятий черной металлургии / Л.: Гидрометиоиздат. - 1987. - С. 206. 18. Перегна Е.А. Химический анализ воздуха промышленных предприятий. – М.: Химия, 1973. – 300 с. 19. Исламов М.Ш. Проектирование и эксплуатация промышленных печей. – Л.: Химия, 1986. – 278 с. 20. Hanamura K., Echigo R., Zhdanok S.A. Superadiabatic combustion in porous medium // Int. J. Heat Mass Transter. 1993. – Vol. 36, № 13. – P. 3201.

> Поступила в редколлегию 24.02.2012 Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф

УДК 621.3.018.32:621.3.018.783.3:621.3.017

В.Н. СИДОРЕЦ, д-р техн. наук, вед. н.с., ИЭС им. Е.О. Патона НАН Украины, Киев

Д.Д. КУНКИН, м.н.с., ИЭС им. Е.О. Патона НАН Украины, Киев **С.В. РЫМАР,** д-р техн. наук, вед. н.с., ИЭС им. Е.О. Патона НАН Украины, Киев

А.М. ЖЕРНОСЕКОВ, канд. техн. наук, с.н.с., ИЭС им. Е.О. Патона НАН Украины, Киев

АНАЛИЗ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ ПОТРЕБЛЯЕМОЙ СВАРОЧНЫМ ИСТОЧНИКОМ ПИТАНИЯ С ЕМКОСТНЫМ ОГРАНИЧЕНИЕМ ТОКА

The current and voltage harmonics structure in electric power network at manual arc welding by means of a welding power source with capacitive limitation of its current are investigated. It is shown, that this source generates in the network high-order current and voltage harmonics much lower levels than the inverter current type ones.

Исследован гармонический состав тока и напряжения электрической сети в процессе ручной дуговой сварки источником питания с емкостным ограничением сварочного тока. Показано, что этот источник генерирует в электрическую сеть высшие гармоники тока и напряжения, уровень которых гораздо ниже, чем у сварочных инверторных источников питания.

Досліджено гармонічний склад струму та напруги електричної мережі в процесі ручного дугового зварювання джерелом живлення з ємнісним обмеженням зварювального струму. Показано, що це джерело генерує в електричну мережу вищі гармоніки струму та напруги, рівень яких значно нижче, ніж у зварювальних інверторних джерел живлення.

Введение. В последнее десятилетие наметилась устойчивая тенденция развития сварочных источников питания инверторного типа и постепенное вытеснение ими с рынка сварочного оборудования источников питания других типов. Однако, сварочные инверторы, наряду со многими преимуществами, не лишены недостатков. Среди них – высокая стоимость, сложность конструкции и низкая ремонтопригодность, которая в условиях отсутствия развитой сети сервисных центров, приводит к большим расходам на обслуживание. Еще одним их существенным недостатком является высокое значение коэффициентов нелинейных искажений тока (THD_{*I*}) и напряжения (THD_{*U*}), что приводит к понижению качества потребляемой электроэнергии и несоответствию

его требованиям стандартов [1-3].

В тоже время, традиционные однофазные источники питания на базе сварочных трансформаторов еще остаются востребованными, благодаря их простоте, надежности, ремонтопригодности и конкурентоспособной себестоимости. Поэтому их совершенствование и развитие является актуальным. В Институте электросварки (ИЭС) им. Е.О. Патона этому направлению уделяют большое внимание. Основные усилия направлены на снижение массы и габаритов традиционных однофазных источников питания до уровня сравнимого с инверторными источниками питания. В этом направлении были достигнуты определенные успехи. Кроме того, были проведены сравнительные исследования параметров электроэнергии сварочных источников питания, разработанных в ИЭС им. Е.О. Патона. Так в работе [4] было показано, что традиционные источники питания СТШ-250 (серийно выпускаемый однофазный сварочный трансформатор с устройством стабилизации горения дуги), ВДУ-125 (однофазный сварочный источник питания с конденсаторным умножителем напряжения) и ВДУ-201 (однофазный сварочный источник питания с конденсаторным умножителем напряжении и тиристорным регулированием сварочного тока) в сравнении со сварочными инверторами обладают на порядок меньшими значениями THD₁ и соответствуют требованиям международных стандартов качества электроэнергии.

В ряду с перечисленными выше традиционными сварочными источниками питания находится источник питания с емкостным ограничением сварочного тока (ИПЕОТ), который был разработан в ИЭС им. Е.О. Патона для сварки модулированным током тонколистового металла в различных пространственных положениях [5]. Структурная схема, циклограмма работы и внешний вид ИПЕОТ показаны на рис. 1. Особенностью схемы такого источника является наличие двух конденсаторных батарей в сварочном контуре переменного тока. Емкость конденсаторов в сочетании с индуктивностью рассеяния трансформатора, образует последовательный индуктивно-емкостной контур.

Некоторые исследователи считают [6, 7], что соотношение параметров контура должно соответствовать условию резонанса, т.е. равенству собственной частоты контура и сети. Нами установлено, что собственная частота контура мало влияет на технологический процесс. Это позволило не придерживаться строго установленного значения параметров контура, и избежать бестоковых пауз во время модуляции сварочного тока.



Рис. 1. Внешний вид (*a*), блок-схема (б) и циклограмма работы (*в*) сварочного источника питания с емкостным ограничением тока дуги для сварки с модуляцией: 1 – тиристорный ключ; 2 – система управления модуляцией; 3 – базовая конденсаторная батарея; 4 – дополнительная конденсаторная батарея.

Более того, наши теоретические исследования показали [8], что для цепи с емкостным ограничением сварочного тока уровень высших гармоник ниже, чем для цепи с только индуктивным ограничением сварочного тока.

Цель и задачи исследований – экспериментально исследовать гармонический состав тока и напряжения в процессе ручной дуговой сварки ИПЕОТ и провести анализ полученных результатов.

Описание и результаты эксперимента. В экспериментах были использованы такие режимы сварки:

1 – минимальный ток без модуляции,

2 — максимальный ток с модуляцией на частоте 1,25 Гц, длительность цикла импульса — $T_{\mu} = 0,5$ с, длительность цикла паузы — $T_{\pi} = 0,3$ с (рис.1,в).

Наплавка образца стали Ст3 толщиной 4 мм выполнялась электродами для сварки переменным током – MONOLIT, аналогом АНО-21, Ø2 мм (в режиме 1) и Ø 4 мм (в режиме 2). Во время регистрации параметров питающей сети длина дуги поддерживалась постоянной.

Измерительным прибором параметров потребляемой электроэнергии служил анализатор качества электрической сети (одной фазы) Chauvin Arnoux C.A. 8230 (Франция), позволяющий получать временные зависимости тока и напряжения, их характерные значения; данные полной, активной и реактивной мощности; гармонический состав тока и напряжения, а также рассчитывать их коэффициенты нелинейных искажений.

Полученные экспериментальные данные приведены в табл. 1.

Параматри	реж	ким
Параметры	1	2
Действующее значение тока I, А	8,1	15,4
Действующее значение напряжения U, В	222,3	217,4
Полная мощность S, кВ·А	1,8	3,4
Активная мощность Р, кВт	1,6	3,35
Реактивная мощность Q, квар	-0,68	0,66
Коэффициент мощности соѕф	0,923	0,981
Коэффициент нелинейных искажений тока	15	73
THD_I , %	15	7,5
Коэффициент нелинейных искажений напряжения	29	27
THD_U , %	2,7	2,7
К-фактор	1,17	1,09

Таблица 1 Основные параметры сети при работе ИПЕОТ

Анализ полученных данных показывает, что для ИПЕОТ показатели полностью удовлетворяют европейскому стандарту качества электроэнергии EN50160 [1]. Иллюстрацией этого факта является близкая к синусоидальной форма потребляемого тока и напряжения сети при испытании ИПЕОТ в режиме 1, осциллограмма которого представлена на рис. 2,а.



Рис. 2. Осциллограммы потребляемого тока и напряжения – (*a*) и их гармонический состав – (б) при работе ИПЕОТ в режиме 1: × – гармонический состав напряжения; пряжения; пряжения состав тока.

На гистограммах, приведенных рис. 2,6 в разных масштабах, можно видеть, что третья гармоника потребляемого тока источники питания не превышает 19% от первой, последующие гармоники – менее 4%. По данным табл. 1, коэффициенты нелинейных искажений по току и напряжению не превышают 15% и 2,9% соответственно. *К*-фактор [4], определяющий во сколько раз увеличатся добавочные по-

тери в электрическом оборудовании и линиях электрической сети при наличии высших гармоник тока, по сравнению с тем, если бы в оборудовании и сетях протекал синусоидальный ток, не превышает 1,17.

В режиме 2 уровень высших гармоник тока и напряжения (рис. 3) ниже, чем в режиме 1. В частности, третья гармоника потребляемого тока не превышает 3,5% от первой, пятая – менее 3,6%. Начиная с девятой гармоники их уровень не превосходит 1%. Коэффициенты нелинейных искажений по току – 7,3 %, по напряжению – 2,7%. *К*-фактор равен 1,09.



Рис. 3. Гармонический состав потребляемого тока (–) и напряжения (×) при работе ИПЕОТ в режиме 2.

Сравнительный анализ результатов. По результатам испытаний ИПЕОТ на максимальной мощности составим сравнительную таблицу 2 с источниками питания инверторного (ВДИ-L200) и традиционного типов (ВДУ-125), исследованными в работе [4].

Из табл. 2 видно, что наибольшим показателем степени искажения формы напряжения питания (коэффициент нелинейных искажений напряжения, THD_U) обладает инверторный источник питания. Для ИПЕОТ было получено самое низкое значение коэффициента нелинейных искажений тока $THD_I = 7,3\%$, что вдвое ниже аналогичного показателя для лучшего из сравниваемых традиционных источников питания – ВДУ-125. Тенденция снижения уровня высших гармоник сварочного тока и, как результат – потребляемого тока, была определена теоретически в работе [8], что нашло подтверждение в данном

экспериментальном исследовании. По остальным показателям качества потребляемой электроэнергии ИПЕОТ не уступает сравниваемым источникам питания.

Параметры	ВДИ-L200	ВДУ-125	ИПЕОТ
Действующее значение тока <i>I</i> , А	36,8	23,8	15,4
Действующее значение напряжения U, В	221,5	210,6	217,4
Полная мощность <i>S</i> , кВ·А	8,3	5,0	3,4
Активная мощность Р, кВт	6,1	3,7	3,35
Реактивная мощность <i>Q</i> , кВ·Ар	5,6	3,4	0,66
Коэффициент мощности соѕф	0,980	0,764	0,981
Коэффициент нелинейных искажений тока <i>THD</i> ₁ , %	86,366	16,879	7,3
Коэффициент нелинейных искажений напряжения <i>ТНD</i> _U , %	5,957	2,256	2,7
К-фактор	7,259	1,309	1,09

Таблица 2 - Параметры сети при работе сварочных источников питания.

Для успешной конкуренции традиционных источников питания с инверторными, в частности, в области их технологических возможностей, нельзя обойти вопрос регулирования сварочного тока. Применение тиристоров для фазового регулирования на протяжении полупериода, как это сделано в источнике питания ВДУ-201, увеличивает уровень высших гармоник.

В отличие от источников питания с тиристорным регулированием сварочного тока, показатели качества потребления электроэнергии при работе ИПЕОТ не ухудшаются при использовании дискретночастотного фазового регулирования (режим 2), разработанного в ИЭС им. Е.О. Патона [5].

Согласно международному стандарту качества электроэнергии – EN50160 предельное значение коэффициента нелинейных искажений напряжения составляет 5% [1]. ИПЕОТ полностью удовлетворяет этим требованиям и его применение на территории действия этого стандарта является допустимым во всем диапазоне регулирования сварочного тока.

Согласно ГОСТ 13109-97, сравниваемые сварочные источники питания, не превышают предел допустимого искажения синусоидальной формы напряжения сети, равного 8% [2].

В Украине пока отсутствует аналог упомянутых стандартов для потребителей электроэнергии с входным током более 16 А [9], что позволяет обходить вниманием влияние сварочного оборудования на

снижение качества электроэнергии. Однако тенденции к созданию единого энергетического пространства, неминуемо приведет и к объединению стандартов в этой сфере.

Выводы.

1. Полученные экспериментальные данные свидетельствуют о перспективности дальнейшего развития сварочных источников питания с емкостным ограничением тока наряду с другими традиционными сварочными источниками питания.

2. Дискретно-частотное фазовое регулирование сварочного тока в источниках с емкостным ограничением сварочного тока, позволяет решать многие технологические задачи, свойственные сварочным инверторам.

3. При использовании дискретно-частотного фазового регулирования сварочного тока не происходит характерный для тиристорного регулирования, рост уровня высших гармоник тока.

Список литературы: 1. EN 50160. Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems: European Committee for Electrotechnical Standardization CENELEC TC 8X, 2006. 2. Межгосударственный стандарт ГОСТ 13109-97. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. - Минск.: Издание официальное, 1999. - 31 с. 3. Nan Zhi, Ying Pan, Ming Hua EMC Test Content of Arc Welding Equipment in Accordance with the National Standard GB 15579.10 // Dian Han Ji = Electric welding machine. - 2009. - Vol. 39, No. 12. - P. 1-6 (in Chinese). 4. Pымар C.B., Жерносеков А.М., Сидорец В.Н. Влияние однофазных источников питания сварочной дуги на электрическую сеть // Автоматическая сварка. – 2011. – № 12. - С. 9-15. 5. Пат. 49239. Україна, МПК В23К 9/00, В23К 9/10. Зварювальне джерело змінного струму резонансного типу з дискретно частотним й фазовим регулюванням / Д.Д. Кункін, О.Є. Коротинський, М.І. Скопюк. – u2009 10536. Заявлено 19.10.2009. Опубл. 26.04.2010. Бюл. № 8. – 4 с. 6. Лебедев В.К., Коротынский А.Е. Дуга переменного тока в цепи с последовательно соединенными индуктивностью и емкостью // Автоматическая сварка. – 1994. – № 12. – С. 47-48. 7. Коротынский А.Е. Дискретно-временное регулирование сварочного тока в источниках типа LC // Автоматическая сварка. - 2000. - № 6. - С. 44-46

8. Сидорец В.Н., Кункин Д.Д., Москович Г.Н. Гармонический анализ переменного тока электрической сварочной дуги // Технічна електродинаміка: Тем. випуск. Силова електроніка та енергоефективність. Ч. 1. – К.: ІЕД НАНУ, 2011. – С. 219-222. 9. ДСТУ ІЕС 61000-3-2:2004. Електромагнітна сумісність. Ч. 3-2: Норми. Норми на емісію гармонік струму (для сили вхідного струму обладнання не більше 16 А на фазу). – К.: Держспоживстандарт України. – 2007. – 18 с.









Сидорец Владимир Николаевич, доктор технических наук. Защитил диссертации кандидата и доктора технических наук в Институте электродинамики НАН Украины по специальности "Теоретическая электротехника", соответственно в 1992 и 2009 гг. Ведущий научный сотрудник отдела "Физика газового разряда и техника плазмы" Института электросварки им. Е.О. Патона НАН Украины с 2009 г.

Научные интересы связаны с проблемами моделирования нелинейных цепей с электрической дугой, взаимодействия лазерного излучения с металлами, детерминированного хаоса и странных аттракторов.

Кункин Дмитрий Дмитриевич, защитил диплом магистра электроники в Национальном техническом университете Украины "КПИ" по специальности "Электронные системы и устройства" в 2003 г. Младший научный сотрудник отдела "Автоматического регулирования процесса сварки и нанесения покрытий" Института электросварки им. Е.О. Патона НАН Украины с 2011 г.

Научные интересы связаны с совершенствованием традиционных источников питания для сварки в направлении улучшения их массогабаритных показателей и технологических возможностей

Рымар Сергей Владимирович, доктор технических наук. Защитил диссертации кандидата и доктора технических наук в Институте электродинамики НАН Украины по специальности "Электрические машины и аппараты", соответственно в 1999 и 2010 гг. Ведущий научный сотрудник отдела "Электротермия" Института электросварки им. Е.О. Патона НАН Украины с 2010 г.

Научные интересы связаны с проблемами разработки сварочных источников питания, теорией оптимизационного расчета и проектирования специальных трансформаторов и реакторов, улучшения качества электроэнергии, энергосбережения в энергетике, рекуперации тепловой энергии, индукционного нагрева.

Жерносеков Анатолий Максимович, кандидат технических наук. Защитил диссертацию в Институте электросварки им. Е.О.Патона НАН Украины по специальности "Автоматизация технологических процессов" в 2006г. Старший научный сотрудник отдела "Источники питания" Института электросварки им. Е.О. Патона НАН Украины с 2007 г.

Научные интересы связаны с проблемами разработки сварочных источников питания и технологий для дуговой сварки, а также с созданием оборудования для импульсно-дуговых процессов.

Поступила в редколлегию 21.03.2012 Рецензент д.т.н., проф. Лупиков В.С.

УДК 621.314.26

А.А. ШАВЕЛКИН, д-р тех. наук, проф., ДонНТУ, Донецк *Д.Н. МИРОШНИК*, асс., ДонНТУ, Донецк *В.В. ПИСАНЮК*, студент ДонНТУ, Донецк

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА ТОКА В РЕЖИМЕ ИСТОЧНИКА СИНУСОИДАЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Principles of realization of the independent inverter of a current in a mode of a source of a sine wave voltage are presented. Formation of a output voltage in phases is considered at use of relay controllers. The algorithm of control is offered by switches of the inverter of a current, results of modeling on is active-inductive loading are presented.

Представлены принципы реализации автономного инвертора тока в режиме источника синусоидального напряжения. Рассмотрено формирование выходного напряжения на выходе инвертора тока при использовании релейных регуляторов напряжения в фазах. Предложен алгоритм управления ключами инвертора тока, представлены результаты моделирования на активно-индуктивную нагрузку.

Подано принципи реалізації автономного інвертору струму в режимі джерела синусоїдальної напруги. Розглянуто формування вихідної напруги у фазах при використанні релейних регуляторів. Запропонований алгоритм керування ключами інвертору струму, подані результати моделювання на активно-індуктивне навантаження.

Введение. Регулируемый электропривод (ЭП) является неотъемлемым элементом системы энергосбережения. В значительной степени это касается ЭП переменного тока большой мощности, где используются высоковольтные асинхронные двигатели. При этом на первый план выходят вопросы качества преобразования энергии и к преобразователю частоты (ПЧ) предъявляются повышенные требования. Для высоковольтного ЭП переменного тока "классическим" решением стало использование каскадных многоуровневых преобразователей частоты (МПЧ) типа "Perfect Harmony" [1, 2]. Более простое и перспективное решение возможно на базе автономного инвертора тока (АИТ) с выходным емкостным фильтром при использовании ШИМ [1-4]. Тем более что форма напряжения близкая к синусоидальной обеспечивается во всем диапазоне регулирования выходной частоты $f_{\rm Bыx}$. Известны решения высоковольтных ПЧ (ВПЧ) на базе АИТ [2], которые доста-

точно успешно конкурируют с МПЧ, например, Power Flex 7000 (фирма "Rockwell Automation").

Известные решения применительно АИТ [1-4] ориентированы на формирование тока. Вместе с тем, вопрос использования АИТ в качестве источника синусоидального напряжения на данный момент времени изучен недостаточно. Проблема упрощения силовых цепей ВПЧ при соответствии показателей качества выходного напряжения и входного тока стандартам [5] на данное время остается актуальной. Ее решение будет способствовать расширению областей применения ВПЧ. Вместе с тем, перспективным является использование ПЧ на базе АИТ и в низковольтном электроприводе, где они вполне смогут конкурировать с "классическим" решением на базе двухуровневого инвертора с активным выпрямителем напряжения.

Цель работы – разработать принципы использования АИТ в режиме источника синусоидального напряжения.

Изложение основного материала. Схема трехфазного АИТ на запираемых по цепи управления ключах *К*1-*К*6 приведена на рис. 1. Независимо от используемого алгоритма АИТ формирует на выходе ток $i_{\rm H}$ импульсной формы, который является суммой токов конденсатора $i_{\rm C}$ и нагрузки $i_{\rm H}$ ($i_{\rm H}=i_{\rm C}+i_{\rm H}$). Выходное напряжение АИТ при этом имеет форму близкую к синусоидальной. При пульсирующем выходном токе АИТ емкостной фильтр существенно меняет его режим рабо-



Рис.1. Структура силовых цепей АИТ.

ты, что усложняет задачу получения синусоидального тока нагрузки. Предложен принцип управления АИТ в режиме источника синусоидального выходного напряжения. При этом в схеме используется три ререгулятора лейных

напряжения для каждой из выходных фаз АИТ, для которых задается отклонение δ выходного фазного напряжения u_{Φ} относительно заданного значения $u_{3AД}$. Так для положительной полуволны u_{Φ} , если $u_{\Phi} < u_{3AД} + \delta$ формируется сигнал P=1 на включение ключа, обеспечивающего протекание в выходной фазе АИТ тока $i_{\rm H}$ положительной полярности, в противном случае P=0. Для отрицательной полуволны u_{Φ} аналогичным образом формируется сигнал N на включение ключа,



Рис. 2. Векторная диаграмма для выходной фазы АИТ.

обеспечивающего протекание в выходной фазе АИТ тока $i_{\rm H}$ отрицательной полярности. Формирование импульсов управления ключами АИТ осуществляется в соответствии с первой гармоникой тока $i_{\rm H}$ (рис. 2), которая отстает на угол β от напряжения u_{Φ} . При этом: а) нельзя разрывать ток источника i_d – всегда должны проводить ключи в

двух или трех плечах моста; б) следует исключить к.з. нагрузки, когда замкнуты 3 ключа АИТ, подключающие выходы к одному зажиму источника; в) при использовании бестоковых пауз для регулирования выходного тока следует замыкать ключи одного плеча для протекания тока источника.

Период u_{Φ} (рис. 3) разбит на шесть интервалов (τ_1 - τ_6). На интервале τ_1 токи в выходных фазах *a* и *c* положительны и формируются отпиранием ключей *K*1 и *K*5 соответствующими релейными регуляторами (P_a и P_c). Ток в фазе *в* при этом отрицательный и протекает через постоянно открытый ключ *K*4. При запирании *K*1 и *K*5 отпирается ключ *K*3 в фазе *в*, обеспечивая протекание I_d через ключи *K*3 и *K*4. Напряжения управления ключами:

$$K1 = (Pa \land \tau 1) \lor \tau 2 \lor (Pa \land \tau 3) \lor \tau 5 \land (Pb \lor Pc);$$

$$K2 = (Na \land \tau 4) \lor \tau 5 \lor (Na \land \tau 6) \lor \tau 2 \land (\overline{Nb} \lor Nc);$$

$$K3 = (Pb \land \tau 3) \lor \tau 4 \lor (Pb \land \tau 5) \lor \tau 1 \land (\overline{Pa \lor Pc});$$

$$K4 = (Nb \land \tau 6) \lor \tau 1 \lor (Nb \land \tau 2) \lor \tau 4 \land (\overline{Na \lor Nc});$$

$$K5 = (Pc \land \tau 5) \lor \tau 6 \lor (Pc \land \tau 1) \lor \tau 3 \land (\overline{Pa \lor Pb});$$

$$K6 = (Nc \land \tau 2) \lor \tau 3 \lor (Nc \land \tau 4) \lor \tau 6 \land (\overline{Na \lor Nb}).$$

Данный алгоритм предполагает минимальное количество переключений ключей, поскольку в течение 1/6 периода выходной частоты переключения отсутствуют и ключ открыт постоянно.

Значение тока I_d на входе АИТ задается исходя из следующих соображений. Минимальное значение, при котором достигается отработка заданного значения выходного напряжения АИТ определяется первой гармоникой выходного тока $I_{d_{\text{МИН}}} = I_{um(1)}$. Это соответствует коэффициенту модуляции по амплитуде $\mu = 1$ и минимальному количеству переключений ключей АИТ.



При этом напряжение на входе АИТ U_d максимальное, его значение можно определить исходя из равенства активной мощности на входе и выходе АИТ (потерями в схеме АИТ пренебрегаем)



$$P_d = U_d \cdot I_d = 3U_{\Phi} \cdot I_{\mathcal{H}(1)} \cos\beta$$

Значение
$$I_{\mathrm{H}(1)} = \frac{I_{\mathrm{H}m(1)}}{\sqrt{2}} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}$$
.

Отсюда
$$U_d = \frac{3}{\sqrt{2}} U_{\Phi} \cos\beta = 2.12 U_{\Phi} \cos\beta$$
.

Если на входе АИТ в качестве источника тока используется трехфазный мостовой выпрямитель, максимальное значение $U_d=2.34U_{\Phi C}$ ($U_{\Phi C}$ – фазное напряжение сети переменного тока). Таким образом, реализация преобразователя частоты на базе АИТ возможна при прямом подключении к сети без трансформатора и имеется возможность увеличения напряжения АИТ, например, при увеличении частоты выходного напряжения свыше 50 Гц.

При увеличении значения $I_d > I_{d_{\text{МИН}}}$ коэффициент модуляции μ уменьшается при неизменном значении $I_{\text{иm}(1)}$. Таким образом, система адаптивна по заданию и не требует точного расчета значения тока I_d , как это осуществляется в известных системах с работой АИТ в режиме источника тока [3, 4]. Это же можно предположить и по отношению к значению угла β – система сохраняет работоспособность, разве что при некотором ухудшении формы напряжения. Вместе с тем, при снижении μ частота переключения ключей растет, что приводит к увеличению потерь энергии в них.

Частота переключения ключей АИТ (частота модуляции $f_{\rm M}$) также определяется заданным значением отклонения δ и растет при его уменьшении. И здесь нужен разумный компромисс между достигаемым качеством выходного напряжения (достигается при уменьшении

δ), выбором значения *I*_d и частотой переключения ключей.

Скорость изменения выходного напряжения АИТ определяется емкостью конденсатора выходного фильтра. Естественным является желание ее уменьшить, но это опять, же приводит к увеличению частоты переключения ключей АИТ.

Применительно высоковольтных ПЧ при использовании ключей на высокие напряжения частота должна быть минимальной, для низковольтных ключей с малыми потерями переключения ограничения по частоте не являются определяющими.

Результаты моделирования при использовании программного пакета МАТLAВ подтверждают корректность принятых подходов и работоспособность предложенных решений. Рассматривалась отработка АИТ выходного напряжения при различных значениях параметров схемы и настройке релейного регулятора напряжения. В табл. 1 приведены показатели работы схемы АИТ при RL – нагрузке с $Z_{\rm H}$ =10 Ом, соs φ =0.8, емкости фильтра C=90 мк Φ и различных значениях тока I_d при частоте выходного напряжения $f_{\rm BbIX}$ =50 Гц.

I_d , A	f_{M} , Гц	THD_U , %	$THD_i, \%$	$U_{\Phi}/U_{3AД}$, %
100	450	3.37	1.07	95
106	650	3.17	0.57	98
110	1100	1.92	0.37	99
140	1650	1.84	0.25	99.36

Таблица 1 – Результаты моделирования

При этом значение угла $\beta=21.5^{\circ}$ (задавалось значение $\beta=\pi/8=22.5^{\circ}$). Заданное значение $U_m=1250$ В, $\delta=40$ В. Значение $I_{d_{\text{МИН}}}=106$ А. Коэффициент гармоник (*THD*) определялся для гармоник с порядком до 40. Для сравнения в [4] достигается коэффициент гармоник тока *THD_i*=1.56%. Осциллограммы выходного напряжения АИТ (u_{Φ}), напряжения задания для ключа *K*1, выходного тока фазы инвертора $i_{\text{И}}$ и тока фазы нагрузки i_{H} при $f_{\text{BbIX}}=50$ Гц приведены на рис. 5.



Рис. 5. Осциллограммы выходного напряжения, напряжения задания ключа *К1* и токов АИТ при *f*_{BbIX}=50 Гц.

Выводы. Предложенный принцип управления АИТ с формированием выходного напряжения обеспечивает работу АИТ в режиме источника синусоидального напряжения, гармонический состав которого соответствует стандарту [5] во всем диапазоне регулирования выходного напряжения и частоты. Предметом дальнейших исследований является разработка принципов реализации структур систем автоматического управления АИТ в режиме источника напряжения применительно асинхронного электропривода.

Список литературы: 1. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты // Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с. 2. Лазарев Г. Преобразователи для частотно-регулируемого электропривода / Г. Лазарев // Силовая электроника. – 2008. – №8(132). – С. 14-23. 3. Волков А.В. Асинхронный электропривод на основе автономного инвертора тока с широтно-импульсной модуляцией / А.В. Волков, А.И. Косенко // Технічна електродинаміка. – Київ: ІЕД НАНУ. – 2008. – Тематичний. вип. – Ч. 1. – С. 81-86. 4. Волков А.В. Исследование энергетических показателей асинхронного электропривода на основе автономного инвертора тока / А.В. Волков, А.И. Косенко // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – К: Техніка. – 2011. – №(03) 79. – С. 40-41. 5. ГОСТ 13109-97. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.

> Надійшла до редколегії 04.04.2012. Рецензент д.т.н., проф. Лупіков В.С.

ISSN 2079-3944. Bichuk HTY "XIII". 2012. №28

<u> ПРИСТРОЇ ТА МЕТОДИ НЕРУЙНІВНОГО КОНТРОЛЮ</u>

УДК 620.179.14

Б.М. ГОРКУНОВ, докт. техн. наук, проф., НТУ "ХПІ", Харків *О.Л. БАГМЕТ*, канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПІ", Харків *І.Б. ГОРКУНОВА*, аспірант, НТУ "ХПІ", Харків

БЕЗКОНТАКТНИЙ КОНТРОЛЬ НАГРІВУ ЦИЛІНДРИЧНОГО НЕМАГНІТНОГО ЗРАЗКА

The investigation of the heating process of cylindrical products made from copper, aluminum and stainless steel 1H18N10T. Contactless heating is carried out at a low frequency electromagnetic field probe, which is characterized by the value of the generalized electromagnetic setting $x \le 1,5$. For this value of x obtained by the conversion function of the electromagnetic transformer converter.

Проведено исследование процесса нагрева цилиндрических изделий, изготовленных из меди, алюминия и нержавеющей стали 1Х18Н10Т. Бесконтактный контроль нагрева осуществляется на низкой частоте зондирующего электромагнитного поля, которая характеризуется значением обобщенного электромагнитного параметра $x \le 1,5$. Для этого значения x получена функция преобразования электромагнитного трансформаторного преобразователя.

Проведено дослідження процесу нагріву циліндричних зразків, виготовлених із міді, алюмінію та нержавіючої сталі 1Х18Н10Т. Безконтактний контроль нагріву здійснюється на низькій частоті зондуючого електромагнітного поля, що характеризується значенням узагальненого електромагнітного параметру $x \leq 1,5$. Для цього значення х отримано функцію перетворення електромагнітного трансформаторного перетворювача.

Вступ. При термічній обробці металевих виробів (наприклад, з метою відпалу та нормалізації структури) постає задача контролю прогріву виробу. Цю задачу можна вирішити за допомогою використання вихорострумового трансформаторного перетворювача позитивною рисою якого є можливість безконтактного контролю температури зразку не тільки на поверхні, а і в середині перетину зразка. Складність використання вихорострумових методів полягає у відсутності аналітичної функції перетворювання, яка пов'язує температуру виробу з вихідним сигналом перетворювача. Необхідність проведення складних розрахунків з метою отримання градуювальної залежності перетворювача можна уникнути, якщо використати наближені аналітичні вирази
для універсальних функцій перетворювання K = f(x) та $\varphi = f(x)$, що пов'язують параметри зразка з вихідним сигналом перетворювача.

Мета роботи – дослідження процесу контролю нагріву немагнітних циліндричних зразків з метою проведення термообробки та визначення часу прогріву зразків з алюмінію, нержавіючої сталі та міді по всьому перетину виробу до заданої температури нагріву.

Основна частина. Глибина проникнення магнітного поля у циліндричний зразок визначається за допомогою узагальненого електромагнітного параметра *x*, фізична сутність якого полягає в тому, що він характеризує відношення радіусу циліндричного зразка до глибини проникнення зондуючого електромагнітного поля у цей зразок. Вираз для узагальненого електромагнітного параметру запишеться як [1]:

$$x = a \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r \omega}{\rho}}, \qquad (1)$$

де *a* – радіус циліндричного виробу; μ_0 – магнітна постійна, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \Gamma \text{ H/m}$; μ_r – магнітна проникність матеріалу виробу; ρ – питомий електричний опір матеріалу виробу; ω – кутова частота зондуючого магнітного поля.

Для немагнітного виробу при $\mu_r = 1$:

$$x = a \sqrt{\frac{\mu_0 2\pi f}{\rho}} = a \sqrt{\frac{8\pi^2 f 10^{-7}}{\rho}} , \qquad (2)$$

де *f*-частота зміни магнітного поля.

Як видно з співвідношення (2) параметр *х* залежить від частоти магнітного поля *f*.

На низьких частотах електромагнітного поля при $x \le 1,5$, здійснюється практично повне промагнічування зразка (глибина проникнення магнітного поля дорівнює радіусу зразка), тобто ми можемо у цьому випадку контролювати температуру по усьому перетину виробу.

Наближений аналітичний вираз для знаходження фазового кута вихідного сигналу перетворювача, в області низьких частот магнітного поля ($x \le 1,5$) [1, 2] має вигляд:

$$tg\phi \approx \frac{1}{8}x^2.$$
 (3)

При малих кутах $\phi \le 10$ град ($\phi \le 0,174$ рад), підставивши (2) в (3) з урахуванням tg $\phi \approx \phi$ отримаємо:

$$\varphi = \frac{a^2 \pi^2 f 10^{-7}}{\rho}.$$
 (4)

Умовою реалізації фазового електромагнітного методу контролю температури прогріву виробу є сталість узагальненого параметру *x*. Спочатку знайдемо частоту електромагнітного поля f_1 при вибраному значенні $x_1 = 1,2$ для температури виробу $t_1 = 20$ ⁰C:

$$f_1 = \frac{x_1^2 \rho_1}{8\pi^2 a^2 10^{-7}}.$$
 (5)

Значення частоти f_1 розраховано для циліндричних зразків з алюмінію, міді та сталі 1Х18Н10Т в діапазоні зміни радіусу від 0,0025м з заданою дискретністю у сторону зростання. В таблиці 1 наведено діапазон зміни робочої частоти зондуючого поля перетворювача для температури контрольованих виробів $t_1 = 20$ ⁰C.

Таблиця 1 – Розрахунок початкової робочої частоти вихідного сигналу перетворювача

а, м	$f_{$ алюм, Γ ц	$f_{ m мід},$ Гц	f_{ct} Гц
0,0025	759,46	502,41	21264,96
0,0075	84,38	55,82	2362,77
0,01	47,46	31,40	1329,06
0,015	21,09	13,95	590,69
0,02	11,86	-	332,26
0,03	-	-	147,67
0,1	-	-	13,29

Верхня межа значення радіусу виробу обумовлюється тим, що робоча частота зондуючого поля перетворювача не повинна бути менше 10Гц. Тобто для сталі можна вимірювати температуру зразків з $0,0025 \le a \le 0,1$ м, для алюмінію $0,0025 \le a \le 0,02$ м, для міді $0,0025 \le a \le 0,015$ м.

Вираз для визначення фазового кута сумарної ЕРС перетворювача з виробом, що відповідає поточній температурі контрольованого виробу отримаємо, підставивши значення f_1 з (5) у формулу (4):

$$\varphi = \frac{a^2 \pi^2 x_1^2 \rho_1 10^{-7}}{8\pi^2 \rho a^2 10^{-7}} = \frac{x_1^2 \rho_1}{8\rho}.$$
 (6)

де ρ_1 – питомий електричний опір матеріалу виробу для $t_1 = 20$ ⁰C.

Таким чином величину р виробу для поточного контрольованого значення температури визначимо з виразу:

$$\rho = \frac{x_1^2 \rho_1}{8\varphi}.$$
(7)

Для проведення досліджень в роботі використовувались зразки виготовлені з алюмінію, міді та сталі з параметрами: $\alpha_{ct} = 0,834 \cdot 10^{-3} \ l/K$, $\rho_{ct} = 74,0 \cdot 10^{-8} \text{Om} \cdot \text{M}$; $\alpha_{anom} = 4,1 \cdot 10^{-3} \ l/K$, $\rho_{anom} = 2,6 \cdot 10^{-8} \text{Om} \cdot \text{M}$; $\alpha_{\text{мідь}} = 4,3 \cdot 10^{-3} \ l/K$, $\rho_{\text{мідь}} = 1,72 \cdot 10^{-8} \text{Om} \cdot \text{M}$.

Як відомо з [4] вираз, який поєднує значення температури металевого виробу з величиною питомого електричного опору р, має вигляд:

$$t = \left(\frac{\rho}{\rho_1} - 1\right) \frac{\left(1 + \alpha t_1\right)}{\alpha} + t_1.$$
(8)

Підставивши значення р з виразу (7) у формулу (8) маємо:

$$t = \left(\frac{x_1^2}{8} \cdot \frac{1}{\varphi} - 1\right) \frac{(1 + \alpha t_1)}{\alpha} + t_1.$$
(9)

Задамося значенням узагальненого параметра $x_1 = 1,2$, що відповідає повному проникненні магнітного поля в контрольований виріб. При цьому для алюмінію, міді та сталі відповідно для a=0,01м з формули (9) отримаємо вирази, що поєднують температуру виробу від фазового кута вихідного сигналу перетворювача. Робоча частота току намагнічування електромагнітного перетворювача становила відповідно при використанні зразка з алюмінію $f_{алюм}=47,5\Gamma$ ц, з міді $f_{mig}=31,4\Gamma$ ц, зі сталі $f_{cr}=1329,1\Gamma$ ц. Таким чином:

$$\begin{split} t_{\rm a,IHOM} &= \left(\frac{1,2^2}{8} \cdot \frac{1}{\varphi} - 1\right) \frac{\left(1 + 4,1 \cdot 10^{-3} \cdot 20\right)}{4,1 \cdot 10^{-3}} + 20 = \frac{47,5}{\varphi} - 243,9 \ ; \\ t_{\rm MIZ} &= \left(\frac{1,2^2}{8} \cdot \frac{1}{\varphi} - 1\right) \frac{\left(1 + 4,3 \cdot 10^{-3} \cdot 20\right)}{4,3 \cdot 10^{-3}} + 20 = \frac{41,87}{\varphi} - 212,6 \ ; \\ t_{\rm CT} &= \left(\frac{1,2^2}{8} \cdot \frac{1}{\varphi} - 1\right) \frac{\left(1 + 0,834 \cdot 10^{-3} \cdot 20\right)}{0,834 \cdot 10^{-3}} + 20 = \frac{219,42}{\varphi} - 1199 \ . \end{split}$$

Для визначення чутливості електромагнітного перетворювача бажано знати функції перетворювання, тобто залежність фазового кута ф вихідного сигналу перетворювача від температури *t* виробів, виготовлених відповідно з алюмінію, міді та сталі:

$$\varphi_{a,\pi,\text{HOM}} = \frac{47,5}{t+243,9}; \tag{10}$$

$$\varphi_{\rm Mig} = \frac{41,87}{t+212,6}; \tag{11}$$

$$\varphi_{\rm cT} = \frac{219,42}{t+1199,0} \,. \tag{12}$$

Використовуючи вирази (10) – (12) отримаємо градуювальні характеристики перетворювача для контролю температури виробів з алюмінію, міді та нержавіючої сталі. Дані розрахунку для діапазону зміни температури нагріву виробу від 20°С до 200°С зведено у табл. 2. Можливо розширення діапазону зміни контрольованої температури виробів до 400°С.

Таблиця 2 – Значення фазового кута *ф* вихідного сигналу перетворювача від температури виробів з алюмінію, сталі та міді

	Temneparyph Bhpoolb		шді
t, °C	ф _{алюм} , град	ф _{ст} , град	ф _{мід} , град
20	0,180	0,180	0,180
40	0,167	0,177	0,166
60	0,156	0,174	0,154
80	0,147	0,172	0,143
100	0,138	0,169	0,134
120	0,131	0,166	0,126
140	0,124	0,164	0,119
160	0,118	0,161	0,112
180	0,112	0,159	0,107
200	0,107	0,157	0,101

Для оцінки похибки безконтактного вимірювання температури нагріву виробу за допомогою вихрострумового перетворювача візьмемо похідну виразу (9):

$$\delta t = t'_{\varphi} \delta \varphi = \frac{\partial t}{\partial \varphi} \delta \varphi .$$
⁽¹³⁾

У результаті, після виділення відносного диференціалу та деякого спрощення, отримаємо:

$$\frac{\delta t}{t} = -\frac{x_1^2}{8} \frac{(1+\alpha t_1)}{\alpha} \frac{1}{\varphi t} \frac{\delta \varphi}{\varphi}.$$
(14)

Позначимо відносну похибку вимірювання температури $\delta t/t$ через

 γ_t , а відносну похибку вимірювання фазового кута $\delta \phi / \phi = \gamma_{\phi} = 0,3\%$ похибка вимірювання фази за допомогою фазометра Ф2-34.

Для температури $t = t_1 = 20$ °С, тобто у робочій точці перетворювача при x=1,2, розрахуємо за формулою (14) похибки вимірювання температури при використанні зразків відповідно з алюмінію, міді та сталі:

$$\begin{split} \gamma_{t_{a,\Pi}} &= -\frac{1,2^2}{8} \cdot \frac{\left(1 + 4,1 \cdot 10^{-3} \cdot 20\right)}{4,1 \cdot 10^{-3}} \cdot \frac{1}{-0,17532158 \cdot 20} \cdot 0,3 = 4,06\% \ ; \\ \gamma_{t_{MIR}} &= -\frac{1,2^2}{8} \cdot \frac{\left(1 + 4,3 \cdot 10^{-3} \cdot 20\right)}{4,3 \cdot 10^{-3}} \cdot \frac{1}{-0,17532158 \cdot 20} \cdot 0,3 = 3,89\% \ ; \\ \gamma_{t_{CT}} &= -\frac{1,2^2}{8} \cdot \frac{\left(1 + 4 \cdot 10^{-3} \cdot 20\right)}{4 \cdot 10^{-3}} \cdot \frac{1}{-0,17532158 \cdot 20} \cdot 0,3 = 4,16\% \ . \end{split}$$

Для визначення швидкості прогріву металевих виробів запишемо повне нестаціонарне рівняння теплового балансу для будь-якого тіла, що нагрівається [4]:

$$P_n - G_{\text{TTIc}}(t - t_a) - G_{\text{TTIH}}(t - t_{\text{cp}}) - \xi S(t - t_{\text{cp}}) - C_{\text{TT}}S\left[\left(\frac{t}{100}\right)^4 - \left(\frac{t_{\text{CT}}}{100}\right)^4\right] = mc\frac{dt}{d\tau},$$
(15)

де $P_{\rm n}$ – корисна частина потужності; $G_{\rm TПT}$ – теплова провідність тіла, що нагрівається; t – температура тіла; $t_{\rm a}$ – температура атмосфери, з якою стикаються торці тіла; $t_{\rm cp}$ – температура середовища, що оточує тіло; $G_{\rm TПc}$ – теплова провідність середовища навколо тіла; ξ – коефіцієнт, зв'язаний з передачею тепла через конвекцію; S – площа поверхні тіла; $C_{\rm n}$ – приведений коефіцієнт випромінювання; $t_{\rm cr}$ – температура стінок каркаса, який оточує тіло, що нагрівається; m – маса тіла, яке нагрівається; c – питома теплоємність матеріалу тіла дроту; τ – поточний час нагрівання тіла.

Оскільки коефіцієнт теплопровідності матеріалу металевого циліндричного зразка досить великий, то в нестаціонарному рівнянні теплового балансу (15) буде переважати третій доданок у лівій його частині. Величину $G_{\text{TПс}}$ можно визначити з закону теплопровідності, отриманого Фур'є [4]. При цьому $G_{\text{ТПи}} = \lambda_{\mu}a$, де λ_{μ} – коефіцієнт теплопровідності матеріалу виробу.

Після всіх цих міркувань запишемо рівняння нестаціонарного теплового балансу стосовно приросту температури:

$$\frac{m c}{G_{\Pi\Pi \mu}} \cdot \frac{d\Delta t_{\mu}}{d\tau} + \Delta t_{\mu} = \Delta t_{\rm cp} , \qquad (16)$$

де $\Delta t_{\rm u}$ – приріст температури виробу; $\Delta t_{\rm cp}$ – приріст температури повітряного шару і поверхні виробу.

Позначимо в (16) коефіцієнт T_{μ} , що характеризує теплову постійну часу виробу, як

$$T_{\rm H} = \frac{m_{\rm H} c_{\rm H}}{G_{\rm T\Pi \rm H}}.$$
 (17)

3 урахуванням (17) рішення рівняння (16) запишемо у вигляді:

$$\Delta t_{\rm H} = \Delta t_{\rm cp} \left(1 - e^{-\frac{\tau}{T_{\rm H}}}\right). \tag{18}$$

Знайдемо вираз для визначення проміжку часу прогрівання т металевого циліндричного виробу до заданої температури:

$$\tau = T_{\mu} \ln \frac{\Delta t_{\rm cp}}{\Delta t_{\rm cp} - \Delta t_{\mu}} \,. \tag{19}$$

Для проведення розрахунків з визначення залежності температури нагріву виробу від часу знаходження виробу в печі, розігрітої до фіксованої температури (200°С, або 400°С), задамося початковими параметрами металевих циліндричних виробів та їх константами, які зведені у табл. 3.

μ					
Матеріал зразка	сталь	алюміній	мідь		
Діаметр зразка, <i>d</i> , м	0,005; 0,01; 0,02				
Довжина зразка, <i>l,</i> м	0,02; 0,05; 0,1				
Щільність матеріалу зра- зка, р, кг/м ³	7,8	2,7	8,93		
Теплоємність матеріалу зразка, <i>с</i> , Дж/(кг·К)	502	896	388		
Теплопровідність матеріалу, λ, Вт/(м·К)	16	209	390		

Таблиця 3 –Дані для розрахунку часу нагріву виробів ($t_1=20^{0}$ C; $\mu_r=1$)

Залежності часу для повного прогрівання металевих виробів, виготовлених із сталі та алюмінію представлено на рис. 1-4.



2 - d=0,01 м, l=0,05 м;

3 - d=0,02 м, l=0,1 м.

2 - d=0,01 м, l=0,05 м; 3 - d=0,02 м, l=0,1 м.

Висновки. Використовуючи результати даної роботи можна зробити висновок, що якщо задані енергетичні витрати на технологічний процес нагріву зразків до заданої температури, то можна визначити час, що затрачено на прогрів. У випадку, якщо нагрів деталей необхідно проводити за визначений час, то можливо обрати відповідну темпе-

ратуру печі, хоча це пов'язане з завищеними енергетичними затратами. Таким чином можна оптимізувати процеси відпалу цементації та нормалізації структури матеріалів за часовими та енергетичними витратами.

Список літератури: 1. Багмет О.Л. К теории электромагнитного преобразователя температуры // Сб. науч. трудов ХГПУ: Информационные технологии: Наука, техника, технология, образование, здоровье. – 1999. – Ч. 3. – Вып. 7. – С. 86-88. 2. Багмет О.Л., Заика С.И. Оценка погрешностей измерения двух параметров изделия с помощью ТЭМП, работающего в режиме низких частот. // Вестник НТУ "ХПИ" – 2004. – № 5. – С. 125-130. 3. Багмет О.Л., Львов С.Г. Бесконтактное измерение радиуса цилиндрического изделия переменно-частотным электромагнитным методом // Вестник НТУ "ХПИ". – 2010. – № 4. Электрические измерения неэлектрических величин / Под. ред. П.В. Новицкого. – Л.: Энергия. 1975. – 576 с.

Надійшла до редколегії 23.04.2012. Рецензент д.т.н., проф. Щапов П.Ф

ABSTRACTS

ELECTRICAL APPARATUS

Veprik Ju.N.

REPRESENTATION OF POWER TRANSFORMERS IN MATHEMATICAL MODELS OF ELECTRIC SYSTEMS IN STATIONARY ASYMMETRICAL MODES OF OPERATION.

Mathematical models of various design power transformers in phase co-ordinates systems are presented. Possibility of their representation in the unified form is proved to increase the modeling efficiency in electric systems with asymmetrical modes of operation.

Index terms – **power transformer, mathematical model, modeling** efficiency.

Volkova O.G., Lupikov V.S., Bajda Je.I.

RESEARCH OF COMPRESSION EFFORTS INFLUENCE ON TRANSITIVE RESISTANCE IN BREAKING ELECTRIC CONTACTS.

Features of transitive resistance in breaking electric contacts depending on the push force vector are investigated. It is established, that the tangential component of the force at compressed contacts reduces their transitive resistance without essential increase of the force.

Index terms – breaking electric contacts, compression efforts, normal and tangential components, low-voltage switchboard, transitive resistance.

Kuzmenko R.Ju., Grischuk Ju.S. AUTOMATION OF ELECTRIC STOVES TESTING.

The block diagram and algorithm of electric stoves testing are developed for automation the process. The base microcontroller for carrying out the testing is chosen.

Index terms – electric stove, testing, automation, microcontroller.

Litvinenko V.V., Sereda A.G., Kozar L.S., Morgun V.V.

TECHNIQUE OF TEMPERATURE COMPUTATIONS IN CURRENT CONDUCTORS OF AUTOMATIC SWITCH.

A technique of temperature computations in automatic switches current conductors is developed. A mathematical modeling is got up and its results used for modernizing of the base automatic switch. It allows to rise rated current val-

ue in the automatic switch without changes of its main sizes.

Index terms – automatic switch, current conductors, temperature, computations.

Tokar M.N., Lupikov V.S., Gelyarovskaja O.A., Jasnickaja N.N., Poliakov I.V., Piljugina O.Ju., Rudas Ju.D.

MODELING OF THE POWER FREQUENCY MAGNETIC FIELD CREATED BY CONDUCTORS OF THE LOW-VOLTAGE SWITCHBOARD.

Distribution of the power frequency magnetic field maximum strength created by a system of three-phase conductors of the low-voltage switchboard is computed in points of test flat at 0,3 m distance from its face sheet. Comparison of the field maximum on conformity to existing and perspective requirements is spent.

Index terms – low-voltage switchboard, power frequency magnetic field, test flat, maximum strength, computation.

Fomin V.I., Mac Ju.I.

DEPENDENCE OF TERMINALS TEMPERATURE FROM ENVIRONMENTAL FACTORS IN A FUSE AT ITS RATED CURRENT.

Analysis of influence of air temperature, cross-sectional area and current conductors length on temperature excess in high-speed fuses are resulted.

Index terms – high-speed safety fuses, terminals, temperature, environmental factors, analysis.

Chepeljuk A.A., Khlobystin A.L.

PROTECTION OF HOUSEHOLD SINGLE-PHASE CONSUMERS AGAINST INADMISSIBLE DEVIATIONS OF THE POWER LINE VOLTAGE.

Analysis of the problem concerning to protection of household singlephase consumers of electric energy from inadmissible deviations of voltage in the electric power line is resulted.

Index terms – single-phase consumers, power line, voltage, deviations, protection.

ELECTRICAL MACHINES

Naniy V.V., Dunev A.A. INFLUENCE OF THE AIR GAP IRREGULARITY IN THE MOTOR WITH ROLLING ROTOR ON ITS POWER FACTOR.

Analysis of the power factor in motors with rolling rotor are resulted for designs with six and eight grooves. Computation of real power factors in the motors is carried out taking into account non-uniformity of their air gap. Dependences of power factors from rotor eccentricity and windings current values are got up.

Index terms – **motor with rolling rotor, power factor, computation**.

Naniy V.V., Egorov A.V., Miroshichenko A.G. FEATURES OF MOTOR WITH DISK ROLLING ROTOR.

Existent constructions of electric motors with a rolling rotor are analyzed. Features of motor with disk rolling rotor are investigated. Tests of the motors are resulted at various ways of power supply.

Index terms – **motor with rolling rotor, disk rotor, two-rotor motor, test.**

Naniy V.V., Maslennikov A.M.

DEPENDENCE OF THE MAXIMUM ROTATING MOMENT FROM QUANTITY OF STATOR'S COILS IN THE MOTOR WITH ROLLING ROTOR AT ITS DISCRETE PULSE POWER SUPPLE.

Conditions at which the maximum rotating moment is reached in the motor with a rolling rotor are considered at its discrete pulse power supply. Computation of one-sided magnetic force are resulted for idealized conditions, rotor eccentricity, the non-uniform air gap with and without of the magnetic induction distribution in it.

Index terms – motor with rolling rotor, power supply, rotating moment, maximum, computation.

STRONG ELECTRIC AND MAGNETIC FIELDS

Batygin Ju.V., Gnatov A.V., Argun Sch.V., Chaplygin Je.A., Sobakar O.S.

EFFICIENCY RESEARCH OF CONDENSERS CONNECTION SCHEMES USED IN THE MAGNETIC PULSE UNIT DISCHARGE CONTOUR.

Theoretical and experimental researches of magnetic pulse unit at various schemes of its condensers connection into the discharge contour are resulted. It is shown, that electromagnetic coupling of separate discharge contours leads to reduce of current amplitude in loading and raised its working frequency.

Index terms – magnetic pulse unit, discharge contour, condensers connection, researches.

Gurin A.G., Antonec S.Ju., Golik O.V

RESEARCH OF FACTORS INFLUENCING TO THE SIGMA DIELECTRIC BREAKDOWN VOLTAGE IN ENAMELED WIRE WITH DOUBLE ISOLATION ON A BASIS OF POLYAMIDE COPOLYMERS.

The analysis of monitoring data of sigma breakdown voltages in enameled wire with double isolation on a basis of polyamide copolymers is resulted.

Index terms – enameled wire, double isolation, breakdown voltage, monitoring data.

Zolotariov V.M., Vasiljeva O.V., Schebenjuk L.A.

DISPERSION CONTROL OF DEFORMATION PARAMETERS IN PLASTIC materials used FOR ISOLATION AND COVERS OF FIREPROOF CABLES.

The analysis of mechanical properties of the filled and unfilled PVCplasticity for -fireproof cables is resultrd.

Index terms – fireproof cables, plastic materials, dispersion control.

Okun A.A.

RESEARCH OF POWER FREQUENCY MAGNETIC FIELDS GENERATED BY OF HIGH VOLTAGE INDUSTRIAL SUBSTATIONS.

Theoretical investigation of power frequency magnetic field generated inside the typical high voltage power industrial substations of 110/10 kV and in their sanitary buffer are resulted. It is shown that the magnetic flux density computed values do not reach the exposure limits specified by Ukrainian regulations and exceed ones of some European guidelines.

Index terms – industrial substations, power frequency magnetic fields.

Rezinkin O.L.

EXPERIMENTAL RESEARCHES OF PULSE POLARISATION PROCESSES IN FERROELECTRIC SAMPLES.

Experimental researches of electrical induction and dielectric permeability dependences on electrical field intensity for ferroelectrics at the conditions of pulsed electric fields with strengths up to 4 MV/m are resulted.

Index terms – pulse electric field, ferroelectric material, experimental research.

ELECTROTECHNOLOGIES USEGE

Akimov L.V., Litvinenko D.G.

OPTIMIZATION OF VECTOR CONTROL ASTATIC SYSTEM IN TWO-MASS ASYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVE WITH NONLINEAR LOAD.

A technique of astatic speed regulation system intended for the twomass AC asynchronous electric drive with vector control is considered. The complex approach to optimization of the frequency-regulated electric drive on the basis of the independent voltage inverter considered as two-mass mechanical system with the nonlinear moment of resistance is realized.

Index terms – asynchronous electric drive, modeling, two-mass mechanical unit, vector control system, parametrical optimization.

Protopopov R.Ja., Sebko V.V., Shaporev V.P.

NON-CATALYTIC THERMAL DECONTAMINATION IN HIGH-VOLTAGE SPARK DISCHARGE OF VENTILATING POLLUTIONS CONTAINING ORGANIC CHEMISTRY.

Experimental and theoretical research of thermal neutralization process using filtration combustion wave in methane is carried out. The discharge chamber is supplied by two nichrom electrodes in quartz isolation for creation of the spark discharge. The process model is presented.

Index terms – high-voltage discharge, nichrom electrodes, thermal decontamination, research.

Sydorets V.N., Kunkin D.D., Rymar S.V., Zhernosekov A.M.

ANALYSIS OF ELECTRIC POWER PARAMETERS IN WELDING POWER SOURCE WITH CAPACITIVE LIMITATION OF ITS CURRENT.

The current and voltage harmonics structure in electric power network at manual arc welding by means of a welding power source with capacitive limitation of its current are investigated. It is shown, that this source generates in the network high-order current and voltage harmonics much lower levels than the inverter current type ones.

Index terms – electric welding, power source, capacitive limitation, network harmonics.

Shavyolkin A.A., Miroshnik D.N., Pisanyuk V.V.

USE OF THE INDEPENDENT CURRENT INVERTER AS A SINE VOLTAGE SOURCE.

Principles of realization of the independent current inverter operated as a

a sine voltage source are presented. Formation of its output voltages in phases conductors is considered using relay controllers. An algorithm of control is offered based on switches of the inverter currents. R results of Modeling the currents are resulted for active-inductive loading.

Index terms – independent current inverter, high-voltage frequency converter, relay controller, harmonics, pulse-width modulation.

DEVICES AND METHODS OF NOT DESTROYING CONTROL

Gorkunov B.M., Bagmet O.L., Gorkunova I.B. CONTACTLESS HEATING TEST IN A CYLINDRICAL NON-

MAGNETIC SAMPLE.

The investigation of the heating process in cylindrical sample made from copper, aluminum and stainless steel 1H18N10T are resulted. Process of contactless heating is carried out at a low frequency probe electromagnetic field characterized by its electromagnetic parameter of defined value. The conversion function of the electromagnetic transformer converter is got up for this parameter's value.

Index terms – electromagnetic converter, temperature, error, phase method.

ВИМОГИ

до оформлення статей у Віснику Національного технічного університету "ХПІ",

тематичний випуск "Проблеми удосконалення електричних машин i апаратів. Теорія і практика"

Направлення (рубрики) тематичного випуску:

- електричні апарати;
- електричні машини;
- теоретичні основи електротехніки;
- сильні електричні та магнітні поля;
- електричні станції;
- комп'ютерне моделювання;
- використання електротехнологій;
- пристрої та методи неруйнівного контролю;
- електричний транспорт;
- інформація, гіпотези, думки.

Оформлення основних елементів статті – за зразком нижче. Оригінал статті готується в редакторі *Microsoft Word* (2000-2003) на українській / російській мові. Формат листа – А5. Поля: низ – 25 мм, інші – по 20 мм. Між елементами статті інтервал в один порожній рядок 10 рt.

Стаття відправляється в редакцію в друкарському варіанті (1 прим.) та в електронному варіанті по E-mail або на диску (без колонтитулів і нумерації сторінок). Друкарський варіант надається на листах білого паперу формату А4 щільністю 80-90 г/м², надрукованих на лазерному принтері з роздільною здатністю не менше 300 dpi, на одній стороні листа.

Починаючи з 2011 р. всі статті проходять незалежне рецензування з підписом рецензента наприкінці статті.

До статті додаються (по 1 прим.):

1 СУПРОВІДНИЙ ЛИСТ, де вказується направлення (рубрика), за яким рекомендується публікація статті, й перелік документів наведених нижче.

2 АКТ ЕКСПЕРТИЗИ (для громадян України) або офіційний лист з проханням опублікувати статтю (для громадян зарубіжних країн).

3 АНОТАЦІЯ АНГЛІЙСЬКОЮ МОВОЮ (приклад приведений нижче).

4 ДАНІ ПРО АВТОРІВ на мові статті (прізвище, ім'я, по батькові повністю, організація, посада, поштова адреса, телефон, E-mail).

5 КОПІЯ ДОКУМЕНТА ПРО ОПЛАТУ за публікацію.

Друкарські матеріали статті відправляють за адресою: Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХШ", вул. Фрунзе, 21, м. Харків, 61002, Україна. Електронний варіант відправляють за адресою: <u>lupikov@kpi.kharkov.ua</u> Довідки за тел.: відповідальний редактор Лупіков Валерій Сергійович (057) 707 68 64, mob. 0674923709 секретар Себякина Наталія Валентинівна, mob. 0667353882.

УДК ... (10 pt)

Б.І. КУЗНЕЦОВ, д-р техн. наук, проф., зав. відділом, НТЦ МТО НАН України, Харків **Т.Б. НІКИТИНА**, канд. техн. наук, докторант, НТУ "ХПІ", Харків **БУАКЛІН МОХАММЕД АЛІ**, аспірант, НТУ "ХПІ", Харків

НАЗВА

(10 pt, жирний, вирівнювання по лівому краю з відступом 0,75 см., заголовні букви, без перенесень і скорочень)

Текст анотації (9 pt) англійською мовою, до 5 рядків.

Текст анотації (9 pt) російською мовою, до 5 рядків.

Текст анотації (9 pt) українською мовою, до 5 рядків (для громадян України).

Вступ. У журналі публікуються результати досліджень і огляди в області електричних машин і апаратів, сильних електричних і магнітних полів, теоретичної електротехніки, електричного транспорту, світлотехніки, що не публікувалися раніше (10 pt).

Мета, завдання дослідження.

Назва розділу і результати розв'язання завдання. Зміст структурується згідно вимогам постанови Президії ВАК України № 7-05/1 від 15.01.2003 р. Стаття складається з розділів, назви яких відображають актуальність і стан проблеми, методи дослідження, результати теоретичних і/або експериментальних досліджень, аналіз результатів, перспективи використання.

Висновки.

Список літератури: література, електронні ресурси.

В кінці статті приводиться фото кожного автора з короткою інформацією (9 pt).

Текст оформляється шрифтом *Times New Roman* 10 pt з одиночним міжрядковим інтервалом. Абзацні відступи – 0,75 см. Назва розділу оформляється жирними буквами.

Математичні формули створюються у вигляді окремих об'єктів в редакторі формул *Microsoft Equation*. Розміри (pt): звичайний – 10, крупний індекс – 8, дрібний індекс – 6, крупний символ – 16, дрібний символ – 10. Стиль: текст, змінна – курсив; матриця, вектор – напівжирний курсив; інші – нормальний без нахилу. Формули розташовуються по центру і нумеруються в межах статті, номер – праворуч:

$$N = \tau_{u \max} / T_{mu} , \qquad (1)$$

де $N - ...; \tau_{u max} - ...; T_{mu} -$

Однакові символи в тексті і формулах повинні співпадати.

Ілюстрації (рисунки, фото, діаграми) і таблиці (9 pt) оформлюються за зразком, всі пояснення – в тексті. Рисунки оформлюються в редакторі *Microsoft Word* як окремі об'єкти в тексті. Рисунки та таблиці відокремлюються від тексту інтервалом в один порожній рядок 10 pt.



Рис. 3. Структурна схема вимірювань поля.

	pn cropn
Поле ліворуч	20 мм
Поле праворуч	20 мм
Поле зверху	20 мм
Поле знизу	25 мм

Таблиця 2 – Параметри сторінки

Список літератури оформлюється за зразком, згідно стандарту ДСТУ 7.1-2006.

Посилання на математичні формули, ілюстрації, таблиці, джерела інформації даються за зразком: (1), (2)-(4); рис. 3, рис. 4,а; табл. 2; [5], [2-5]; коли в статті одна таблиця та один рисунок, вони не нумеруються.

Список літератури: 1. Сосков А.Г., Соскова И.А. Полупроводниковые аппараты: коммутация, управление, защита. – К: Каравелла, 2005 – 344 с. 2. Юферов В.Б., Егоров А.М., Шарый С.В. и др. Магнитоплазменная регенерация ОЯТ // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". Зб. наук. праць. Тематичний вип.: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2008. – № 40. – С. 66-83. 3. Пат. 31677, Україна, МПК G01R 33/00. Пристрій для компенсації змінного магнітного моменту струмів / О.Г. Король, В.С. Лупіков, О.Г. Середа та ін. – № и200708718. Заявлено 30.06.2007. Опубл. 25.04.2008, Бюл. № 8. – 3 с. 4. Бібліотека і доступність інформації у сучасному світі: електронні ресурси в науці, культурі і освіті / Л.Й. Костенко, А.О. Чекмарьов, А.Г. Бровкін, І.А. Павлуша // Бібліотечний вісник. – 2003. – № 4. – С. 43. – Режим доступу до журналу: http: // www.nbugov.ua / articles / 2003 / 03klinko.htm.

Фото авторів (2,5×3 см, не менше 300 dpi). Для кожного автора: прізвище, ім'я, по батькові; вчений ступінь; дати захисту дипломів і дисертацій, місце захисту; місце роботи, посада; короткий опис напрямів наукової діяльності – за зразком, інші відомості – на розсуд автора.



Лупіков Валерій Сергійович, професор, доктор технічних наук. Захистив диплом інженера, дисертації кандидата і доктора технічних наук в Харківському політехнічному інституті за фахом електричні машини і апарати, відповідно в 1973, 1987 і 2004 рр. Завідувач кафедрою "Електричні апарати" Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут" з 2005 р. Наукові інтереси пов'язані з проблемами фізичних полів електричних апаратів, електромагнітної сумісності технічних засобів, магнетизму технічних об'єктів, магнітною левітацією.

Надійшла до редколегії 24.03.2009

АНОТАЦІЯ АНГЛІЙСЬКОЮ МОВОЮ

Guk A.A.

APPLICATION OF THE THERMAL MODEL TO POWER AUTOTRANSFORMER FOR COMPUTATION OF ITS ELEMENTS HEATING WITH ACCOUNT OF OPERATION MODE.

In clause, the thermal model of power autotransformer is considered. That allows estimating its elements temperature in modes of operation. Comparison of computations on the GOST 14209-96 techniques and the offered thermal model are resulted.

Index terms – **power autotransformer, thermal model, computations.**

CONTENTS

ELECTRICAL APPARATUS

Veprik Ju.N. Representation of power transformers in mathematical models of elec- tric systems in stationary asymmetrical modes of operation	. 3
Volkova O.G., Lupikov V.S., Bajda Je.I. Research of compression efforts influence on transitive resistance in breaking electric contacts.	12
Kuzmenko R.Ju., Grischuk Ju.S. Automation of electric stoves testing	22
Litvinenko V.V., Sereda A.G., Kozar L.S., Morgun V.V. Technique of temperature computations in current conductors of au- tomatic switch	27
Tokar M.N., Lupikov V.S., Gelyarovskaja O.A., Jasnickaja N.N., Poliakov I.V., Piljugina O.Ju., Rudas Ju.D. Modeling of the power frequency magnetic field created by conduc- tors of the low-voltage switchboard	44
Fomin V.I., Mac Ju.I. Dependence of terminals temperature from environmental factors in a fuse at its rated current	50
Chepeljuk A.A., Khlobystin A.L. Protection of household single-phase consumers against inadmissible deviations of the power line voltage	54
ELECTRICAL MACHINES	
Naniy V.V., Dunev A.A. Influence of the air gap irregularity in the motor with rolling rotor on its power factor	55
Naniy V.V., Egorov A.V., Miroshichenko A.G. Features of motor with disk rolling rotor7	70
Naniy V.V., Maslennikov A.M. Dependence of the maximum rotating moment from quantity of sta- tor's coils in the motor with rolling rotor at its discrete pulse power supple	74

STRONG ELECTRIC AND MAGNETIC FIELDS
Batygin Ju.V., Gnatov A.V., Argun Sch.V., Chaplygin Je.A.,Sobakar O.S.Efficiency research of condensers connection schemes used in the magnetic pulse unit discharge contour
Gurin A.G., Antonec S.Ju., Golik O.V Research of factors influencing to the sigma dielectric breakdown vol- tage in enameled wire with double isolation on a basis of polyamide copolymers
Zolotariov V.M., Vasiljeva O.V., Schebenjuk L.A. Dispersion control of deformation parameters in plastic materials used for isolation and covers of fireproof cables
Okun A.A. Research of power frequency magnetic fields generated by of high voltage industrial substations
Rezinkin O.L. Experimental researches of pulse polarisation processes in ferroelec- tric samples
ELECTROTECHNOLOGIES USEGE
Akimov L.V., Litvinenko D.G. Optimization of vector control astatic system in two-mass asynchron- ous electric drive with nonlinear load
Protopopov R.Ja., Sebko V.V., Shaporev V.P. Non-catalytic thermal decontamination in high-voltage spark dis- charge of ventilating pollutions containing organic chemistry
Sydorets V.N., Kunkin D.D., Rymar S.V., Zhernosekov A.M. Analysis of electric power parameters in welding power source with capacitive limitation of its current
Shavyolkin A.A., Miroshnik D.N., Pisanyuk V.V. Use of the independent current inverter as a sine voltage source
DEVICES AND METHODS OF NOT DESTROYING CONTROL
Gorkunov B.M., Bagmet O.L., Gorkunova I.B. Contactless heating test in a cylindrical non-magnetic sample
ABSTRACTS
Call for Papers

3MICT

ЕЛЕКТРИЧНІ АПАРАТИ
Веприк Ю.Н. Представление силовых трансформаторов в математических мо- делях установившихся несимметричных режимов электрических систем
Волкова О.Г., Лупиков В.С., Байда Е.И. Исследование влияния усилия сжатия на переходное сопротивле- ние разрывных электрических контактов
Кузьменко Р.Ю., Грищук Ю.С. Автоматизація досліджень електроплит
Литвиненко В.В., Середа А.Г., Козар Л.С., Моргун В.В. Тепловий розрахунок струмоведучої частини автоматичного ви- микача
Токарь М.Н., Лупиков В.С., Геляровская О.А., Ясницкая Н.Н., Поляков И.В., Пилюгина О.Ю., Рудас Ю.Д. Моделирование переменного магнитного поля, создаваемого то- копроводом низковольтного распределительного устройства
Фомин В.И., Мац Ю.И. Зависимость температуры выводов предохранителя при протека- нии номинального тока от внешних факторов
Чепелюк А.А., Хлобыстин А.Л. Анализ проблемы защиты бытовых однофазных потребителей от недопустимых отклонений напряжения в питающей сети
ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ
Наний В.В., Дунев А.А. Влияние неравномерности воздушного зазора ДКР на величину угла нагрузки
Наний В.В., Егоров А.В., Мирошниченко А.Г. Особенности проектирования двигателя с катящимся ротором с дисковым ротором
Наний В.В., Масленников А.М. Зависимость максимального вращающего момента ДКР от коли- чества статорных катушек при дискретном импульсном питании 74

СИЛЬНІ ЕЛЕКТРИЧНІ ТА МАГНІТНІ ПОЛЯ

Батыгин Ю.В., Гнатов А.В., Аргун Щ.В., Чаплыгин Е.А., Собакарь О.С.

ВИКОРИСТАННЯ ЕЛЕКТРОТЕХНОЛОГІЙ

Акимов Л.В., Литвиненко Д.Г.

Оптимизация	астатической	системы	векторного	управления	двух-	
массовогоасин	ахронного элек	троприво	да с нелиней	ной нагрузв	хой	110

Протопопов Р.Я., Себко В.В., Шапорев В.П.

Некаталическое	е термическое	обезвреживание	е вентиляцион	нных вы-	
брасов, содержа	ащих органику	, в волне фильтр	ационного гор	рения 1	18

Сидорец В.Н., Кункин Д.Д., Рымар С.В., Жерносеков А.М.

Анализ	параметров	электроэнергии	потребляемой	сварочным	
источни	ком питания	с емкостным огра	ничением тока.		130

Шавелкин А.А., Мирошник Д.Н., Писанюк В.В.

Использование автономного инвертора тока в режиме источника	
синусоидального напряжения	. 138

ПРИСТРОЇ ТА МЕТОДИ НЕРУЙНІВНОГО КОНТРОЛЮ

Горкунов Б.М., Багмет О.Л., Горкунова І.Б.	
Безконтактний контроль нагріву циліндричного немагнітного	
зразка	144
ABSTRACTS	153
Вимоги до оформлення статей	159

Наукове видання

ВІСНИК НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ "ХПІ"

Збірник наукових праць

Тематичний випуск "Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів"

№ 28'2012

Науковий редактор д.т.н., проф. В.С. Лупіков Технічні редактори: Н.В. Себякіна, І.С. Варшамова

Відповідальний за випуск к.т.н. І.Б. Обухова

Обл.-вид. № 61-11

Підп. до друку 15.06.2012 р. Формат 60×84 1/16. Папір офісний. Riso-друк. Гарнітура Таймс. Ум. друк. арк. 9. Наклад 100 прим. 1-й з-д 1-70. Зам. № 157. Ціна договірна.

Видавничий центр НТУ "ХПІ". Свідоцтво про державну реєстрацію ДК № 3657 від 24.12.2009 р. 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

Друкарня НТУ "ХПІ", 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21