



# ТЕХНІЧНА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА

НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ НАУК УКРАЇНИ • ВІДДІЛЕННЯ ФІЗИКО-ТЕХНІЧНИХ ПРОБЛЕМ ЕНЕРГЕТИКИ

ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА  
ТА ЕЛЕКТРОФІЗИКА

ПЕРЕТВОРЕННЯ ПАРАМЕТРІВ  
ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНЕ  
ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ  
ТА УСТАНОВКИ

ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ  
В ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЦІ

№2

2009

## Редакційна колегія

**Кириленко О.В.**, головний редактор, докт.техн.наук, академік НАН України, професор, директор, Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0003-3610-7670>  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/O-5750-2017>

**Буткевич О.Ф.**, докт.техн.наук, професор, головний науковий співробітник, заступник головного редактора, Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-6613-0911>  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/Q-6722-2017>

**Волков І.В.**, докт.техн.наук, професор, член-кореспондент НАН України, головний наук. співр., Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID : <http://orcid.org/0000-0002-0696-0382>  
Researcher ID: <http://www.researcherid.com/rid/P-2955-2017>

**Жаркін А.Ф.**, докт.техн.наук, професор, член-кореспондент НАН України, заст. директора, Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID : <http://orcid.org/0000-0001-5996-0901>  
Researcher ID: <http://www.researcherid.com/rid/P-6937-2017>

**Кенсицький О.Г.**, докт.техн.наук, провідний наук. співр., Інститут електродинаміки НАН України, Україна,  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-2665-207X>  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/P-2664-2017>

**Кондратенко І.П.**, докт.техн.наук, член-кореспондент НАН України, зав. відділу, Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0003-1914-1383>  
Researcher ID: <http://www.researcherid.com/rid/O-4479-2017>

**Кузнецов В.Г.**, докт.техн.наук, член-кореспондент НАН України, головний науковий співр., Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-5399-2942>  
ResercherID: <http://www.researcherid.com/rid/R-8075-2017>

**Липківський К.О.**, докт. техн. наук, професор, провідний науковий співробітник, заступник головного редактора, Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-3292-1360>  
Researcher ID: <http://www.researcherid.com/rid/P-9697-2016>

**Мазуренко Л.І.**, докт.техн.наук, професор, зав. відділу, Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-7059-249X>  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/P-1479-2017>

**Мислович М.В.**, докт.техн.наук, професор, зав. відділу, Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-6245-7917>  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/P-8217-2017>

**Михальський В.М.**, докт.техн.наук, професор, член-кореспондент НАН України, зав. відділу, Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-8251-3111>  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/O-5200-2017>

**Стогній Б.С.**, докт.техн.наук, академік НАН України, головний науковий співр., Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0001-9651-4177>  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/P-2687-2017>

**Шаповал І.А.**, докт.техн.наук, заст. директора з наукової роботи,  
Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-9107-5061>  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/J-9749-2013>

**Шидловський А.К.**, докт.техн.наук, академік НАН України, головний науковий співр.,  
Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-7643-365X>  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/P-7829-2017>

**Шидловська Н.А.**, докт.техн.наук, член-кореспондент НАН України, головний науковий співр.,  
Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-9907-7416>  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/P-7754-2017>

**Щерба А.А.**, докт.техн.наук, член-кореспондент НАН України, зав. відділу,  
Інститут електродинаміки НАН України; Україна;  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-0200-369X>  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/N-8710-2015>

**Юрченко О.М.**, докт.техн.наук, зав. відділу, Інститут електродинаміки НАН України, Україна;  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-2107-2308>  
Researcher ID: <http://www.researcherid.com/rid/P-3785-2015>

**Городжа Л.В.**, канд.техн.наук, старш. наук. співр., **відповідальний секретар**,  
Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-2501-8050>  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/R-5161-2017>

#### Міжнародна редакційна рада

**Kyrylenko O.V.**, **Editor-in-Chief**, Member of NAS Ukraine, Institute of Electroynamics of NAS Ukraine, Ukraine  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0003-3610-7670> ,  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/O-5750-2017>

**Clare Jon C.**, Professor, The University of Nottingham, United Kingdom  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0001-8243-4280>  
Scopus ID: <https://www.scopus.com/authid/detail.uri?authorId=7006621743>

**Kharitonov S.O.**, Professor, Novosibirsk State Technical University, Russia  
ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0001-6483-9460>

**Hubanski S.**, Professor, Chalmers University of Technology, Sweden  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-4173-5631>

**Kulyk M.M.**, Member of NAS Ukraine, Institute of General Energy of NAS Ukraine, Ukraine  
ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0002-5582-7027>

**Oleshchuk V.**, Professor, Institute of Power Engineering of AS Moldova, Chisinau, Republic of Moldova;  
Scopus ID: <https://www.scopus.com/authid/detail.uri?authorId=6701552532>

**Peresada S.M.**, Professor, National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute", Ukraine  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0001-8948-722X>

**Pivniak H.H.**, Member of NAS Ukraine, National Mining University, Dnipropetrovsk, Ukraine  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-8462-2995>

**Reztsov V.F.**, Corresponding Member of NAS Ukraine, Institute for Renewable Energy of NAS Ukraine, Ukraine  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0001-8431-3968>

**Rozov V.Yu.**, Corresponding Member of NAS Ukraine,  
State Institution "Institute of Technical Problems of Magnetism of the NAS Ukraine, Ukraine  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0001-7265-2030>

**Rossi C.**, Professor, The University of Bologna, Italy  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-6263-265X>

**Sokol Ye.I.**, Corresponding Member of NAS Ukraine,  
National Technical University "Kharkiv Polytechnical Institute", Ukraine;  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0003-1960-3445>

**Stakhiv P.H.**, Professor, National University "Lviv Polytechnica", Ukraine  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-5263-0747> ,  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/P-2078-2017>

**Strzelecki R.**, Professor, Gdansk University of Technology, Poland  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0001-9437-9450> ,  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/C-3238-2018>

**Zagirnyak M.V.**, Professor, The Kremenchuk M.Ostrogradskyi National University, Ukraine  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0003-4700-0967> ,  
Researcher ID: <http://www.researcherid.com/rid/F-3416-2017>

**Zhuikov V.Ya.**, Professor, National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytecnic Institute", Ukraine  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-3338-2426> ,  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/J-2936-2017>

**Адреса редакції:**  
**03057, м.Київ, проспект Перемоги,56**  
**Інститут електродинаміки НАН України**  
**Тел. (044) 366 26 57**  
**E-mail: [ted@ied.org.ua](mailto:ted@ied.org.ua)**

## Зміст

**Теоретична електротехніка та електрофізика**

|  |    |
|--|----|
| ПЕНТЕГОВ И.В., ВОЛКОВ И.В., ПОДОЛЬНЫЙ С.В. Модификация метода синтеза функций минимального реактивного сопротивления по Бруне .....                                | 3  |
| ЩЕРБА А.А., ПОДОЛЬЦЕВ А.Д., ЗОЛОТАРЕВ В.М. Импульсный ток в полиэтиленовой изоляции с воздушным включением при возникновении частичного разряда.....               | 7  |
| БАРАНОВ М.И., НОСЕНКО М.А. Математическое моделирование электротепловых процессов в металлической обшивке летательного аппарата при воздействии на нее молнии..... | 13 |
| ЧЕРНЫШЕВ А.В. О моделировании обратимых процессов намагничивания ферромагнетиков .....   | 23 |
| СИДОРЕЦ В.Н. Критерии детерминированного хаоса в нелинейных цепях с электрической дугой .....  | 29 |

**Перетворення параметрів електричної енергії**

|   |    |
|---|----|
| ЛИПКОВСКИЙ К.А., РУДЕНКО Ю.В. Стабилизация выходного напряжения в высоковольтном секционированном источнике питания ..... | 36 |
|---|----|

**Електромеханічне перетворення енергії**

|  |    |
|--|----|
| МАРЕНИЧ К.М., ВАСИЛЕЦЬ СВ. Обґрунтування ефективності нейтралізації зворотної ЕРС двигунів як способу підвищення безпеки експлуатації електротехнічного комплексу дільниці шахти ..... | 42 |
| АКИНИН К.П. Особенности и принципы построения электроприводов на базе бесконтактных магнитоэлектрических двигателей .....  | 47 |
| ГРЕБЕНИКОВ В.В., КОЗЫРСКИЙ В.В., ПЕТРЕНКО А.В. Цилиндрическая магнитоэлектрическая машина возвратно-поступательного движения.....  | 53 |
| АЛЛАЕВ К.Р., ФЕДОРЕНКО Г.М. Асинхронные турбогенераторы в электроэнергетических системах .....   | 58 |

**Електроенергетичні системи та установки**

|  |    |
|--|----|
| СТОГНІЙ Б.С., КИРИЛЕНКО О.В., ПАВЛОВСЬКИЙ В.В., ЛЕВКОНЮК А.В. Підвищення пропускної здатності "слабких" перетинів енергосистем з використанням технології гнучкої передачі змінним струмом (ГПЗС, РАСТ8) ..... | 63 |
| КУЗНЕЦОВ В.Т., РАМАЗАНОВ К.Н., САЛИМОВА А.К. Управление спросом на электроэнергию как фактор повышения эффективности работы энергосистемы .....  | 69 |

**Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці**

|   |    |
|---|----|
| ТЕСИК Ю.Ф. Прецизионный калибратор змінної напруги на основі методу безпосереднього відтворення величини постійної напруги..... | 75 |
|---|----|

## CONTENTS

**Theoretical electrical engineering and electrophysics**

|  |    |
|--|----|
| PENTEGOV I.V., VOLKOV I.V., PODOLNY S.V. Modification of a method of functions synthesis of minimum reactance by Brune.....                  | 3  |
| SCHERBA A.A., PODOLTSEV A.D., ZOLOTARJEV V.M. Pulse current in a polyethylene insulation with pocket air at a partial discharge origin.....  | 7  |
| BARANOV M.I., NOSENKO M.A. Mathematical simulation of electro-thermal processes in a metal covering of an aircraft at lightning effect ..... | 13 |
| CHERNYSHEV A.V. About simulation of reversible processes of ferromagnetics magnetization .....   | 23 |
| SIDORETS V.N. Criteria of the determined chaos in nonlinear circuits with an electric arc.....   | 29 |

**Conversion of electric energy parameters**

|   |    |
|---|----|
| LIPKOVSKY K.A., RUDENKO Yu.V. An output voltage stabilization in a high-voltage divided supply source ..... | 36 |
|---|----|

**Electromechanical energy conversion**

|   |    |
|---|----|
| MARENICH K.M., VASYLETS S.V. Substantiation of neutralization efficiency of reverse EMF of engines as a method of operation safety increase of an electrical engineering complex of a mine sector ..... | 42 |
| AKININ K.P. Concepts and construction principles of electric drives on the basis of contactless magnetoresistor engines.....  | 47 |
| GREBENIKOV V.V., KOZYRSKY V.V., PETRENKO A.V. A cylindrical electro-magnetic machine of an alternate/reciprocal motion.....   | 53 |
| ALLAEV K.R., FEDORENKO G.M., OSTAPCHUK L.B. Asynchronous turbo-generators in electric power systems .....   | 58 |

**Electric power systems and installations**

|   |    |
|---|----|
| STOGNIY B.S., KIRILENKO O.V., PAVLOVSKY V.V., LEVKONJUK A.V. Increase of carrying capacity of "weak" sections of power systems with application of technology of flexible transmission by an alternating current..... | 63 |
| KUZNETSOV V.G., RAMAZANOV K.N., SALIMOVA A.C. Electric energy demand management as a factor of efficiency increase of a power system operation.....   | 69 |

**Information measuring systems**

|   |    |
|---|----|
| TESIK Yu.F. A precision calibrator of an alternating voltage on the basis of a method of direct reproduction of a constant voltage source ..... | 75 |
|---|----|

**Abstracts**

Науковий редактор К.О. ЛИПКІВСЬКИЙ  
 Редактор Т.І.МАЙБОРОДА

Друкується згідно з рекомендацією Вченої ради Інституту електродинаміки НАН України, протокол № 4 від 24.02.2009 р. Підписано до друку 25.02.2009. Формат 60x84/8. Пап. друк. офс. Офсет. Ум.-друк. арк. 10,3. Тираж 300 прим. Зам. 1. Зареєстровано 20.01.94. Свідоцтво: серія КВ, № 388. Ціна договірна.

Поліграфічна дільниця Інституту електродинаміки НАН України 03057, м. Київ, пр. Перемоги, 56.

УДК 621.7

И.В.ПЕНТЕГОВ, докт.техн.наук (Ин-т электросварки им. Е.О.Патона НАН Украины, Киев), И.В.ВОЛКОВ, чл.-корр. НАН Украины, С.В.ПОДОЛЬНЫЙ (Ин-т электродинамики НАН Украины, Киев)

### Модификация метода синтеза функций минимального реактивного сопротивления по Бруне

*Предложена модификация метода синтеза функций минимального реактивного сопротивления/проводимости согласно метода Бруне, что позволяет получить дополнительные топологические вариации выходных схем, эффективность которых в качестве входных/выходных фильтров AC-DC-AC-систем может быть выше по сравнению с классической реализацией.*

*Запропоновано модифікацію методу синтезу функцій мінімального реактивного опору/провідності згідно з методом Бруне, що дозволяє отримати додаткові топологічні варіації вихідних схем, ефективність яких як вхідних/вихідних фільтрів AC-DC-AC-систем може бути вищою у порівнянні з класичною реалізацією.*

**Введение.** Среди методов синтеза линейных двухполюсников особое место занимает метод синтеза по Бруне, который позволяет реализовывать функции минимального реактивного сопротивления или проводимости в виде RLC-двухполюсников с взаимоиנדуктивными связями [2—4,6,7].

Центральной идеей метода является реализация функций схемами замещения с отрицательными индуктивностями, появляющимися в процессе выделения нулей/полюсов из функции минимального реактивного сопротивления/проводимости. Схемы с отрицательными индуктивностями можно представить посредством физических схем с положительными индуктивностями, но с трансформаторными (взаимоиנדуктивными) связями.

На основе детального анализа указанного вида преобразований, можно получить ряд дополнительных топологических вариаций функции минимального сопротивления/проводимости.

Изложенная далее модификация метода Бруне позволяет получить ряд новых схемных решений, а также решить задачу классификации фильтров специального типа. Кроме того, на основе упрощенной оптимизации по энергетическому критерию без ограничений можно показать теоретическую обоснованность эмпирических данных, касающихся практического использования данного класса фильтров.

Некоторые из полученных топологических вариантов имеют практический интерес, поскольку используются в качестве входных фильтров нижних гармоник (линеаторы) в двухуровневых преоб-

разователях энергии со звеном постоянного тока, известных как AC-DC-AC-системы [1].

**Мнозначность преобразования отрицательной индуктивности.** Модификация метода Бруне.

Известно, что связь между параметрами элементов схемы замещения с отрицательной индуктивностью (рис. 1) следующая [2,3,4,6,7]:

$$C = \frac{1}{L_2 \omega^2}, \quad \frac{L_1 + L_2}{-L_1 L_2} = \frac{1}{L_3} \quad (1)$$

Согласно методу Бруне,  $L_2 > 0$ , а одна из индуктивностей,  $L_1$  или  $L_3$ , должна быть отрицательной. На рис. 1 показан случай  $L_1 < 0$ .

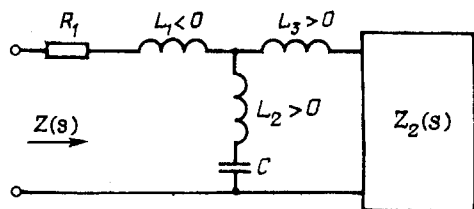


Рис. 1

Входная функция

$$Z(s) = \frac{M(s)}{N(s)} = \frac{a_m d^m + a_{m-1} d^{m-1} + \dots + a_1 d + a_0}{b_n d^n + b_{n-1} d^{n-1} + \dots + b_1 d + b_0} \quad (2)$$

где  $d = \sigma + j\omega$  — комплексная частота,  $a_m, b_n$  — действ-

вительные числа,  $Z_2(d)$  — функция-остаток, степень числителя и знаменателя которой (по сравнению с  $Z(d)$ ) уменьшается на две единицы. Процесс выделения Т-образных схем продолжается до тех пор, пока  $Z_2(d)$  не станет реализуема последовательным или параллельным звеном сопротивления. В общем случае будем иметь каскадное соединение Т-образных схем  $N$  раз, где  $N$  — максимально возможное число выделений звеньев схем замещения. Из практических соображений нас будет интересовать случай  $N=1$ .

Для исключения из схемы замещения отрицательной индуктивности  $L_1$ , согласно методу Бруне, осуществляется переход к ее физическому эквиваленту с индуктивно связанными катушками [5]. Запишем уравнения Кирхгофа для индуктивной Т-образной схемы (рис. 2, а) и те же уравнения для схемы с магнитосвязанными индуктивностями (рис. 2, б):

$$\begin{cases} i_1 = i_2 + i_3; \\ L_1 \frac{di_1}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt} = U_1; \\ L_3 \frac{di_3}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt} = U_2; \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} U_1 = (L_1 + L_2) I_1 \cdot d - L_2 I_3 \cdot d; \\ U_2 = -L_2 I_1 \cdot d + (L_2 + L_3) I_3 \cdot d; \end{cases} \quad (3)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} U_1 = L_{11} I_1 \cdot d - M I_3 \cdot d; \\ U_2 = -M I_1 \cdot d + L_{31} I_3 \cdot d, \end{cases}$$

где  $d$  — оператор Лапласа.

Вторая система (3) является уравнениями четырехполюсника в  $z$ -параметрах. Очевидно, что пассивные четырехполюсники эквивалентны при равенстве их матриц  $z$ -параметров. То есть схемы на рис. 2 эквивалентны, если  $L_1 + L_2 = L_p$ ,  $L_2 + L_3 = L_s$ ,  $M = L_2$ .

Возможность такой замены зависит от двух условий:

- алгебраическая сумма  $(L_1 + L_2)$  должна быть положительной;
- "совершенный" трансформатор с коэффи-

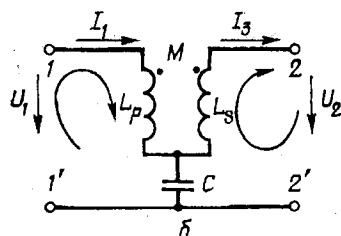
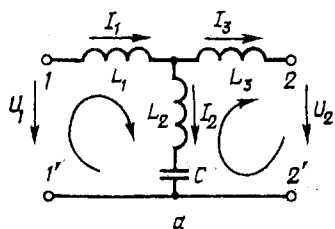


Рис. 2

циентом связи, равным единице [3], то есть  $k = M \cdot (L_p L_s)^{-0,5} = 1$ .

Второе ограничение выполняется автоматически при соблюдении связи между параметрами (1). Наиболее близки к "совершенному" трансформаторы на ферромагнитных сердечниках с большой магнитной проницаемостью.

Из (1) запишем выражение для  $L_3$

$$L_3 = \frac{-L_1 L_2}{L_1 + L_2}. \quad (4)$$

Учитывая неравенство  $L_1 + L_2 > 0$  и (4) для случая  $L_1 < 0$ , получаем неравенство модулей  $|L_3| > |L_2| > |L_1|$ . Бруне при осуществлении перехода от схемы замещения к физической схеме ограничился рассмотрением схемы на рис. 2, б.

Но указанные выше уравнения четырехполюсника в  $z$ -параметрах позволяют получить еще несколько физических схем с трансформаторными связями, если рассматривать исходную схему с отрицательными индуктивностями относительно множества потенциалов  $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ . Представим схему замещения в виде симметричной звезды так, как показано на рис. 3.

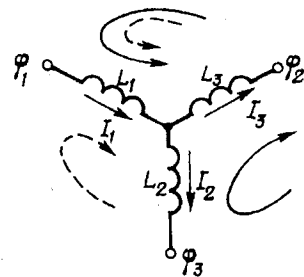


Рис. 3

Запишем уравнения для помеченных контуров. Для контуров, помеченных непрерывной линией,

$$\begin{cases} I_1 = I_2 + I_3; \\ L_1 I_1 \cdot d + L_3 I_3 \cdot d = \varphi_1 - \varphi_2; \\ -L_2 I_2 \cdot d + L_3 I_3 \cdot d = \varphi_2 - \varphi_3; \end{cases} \quad (5)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \varphi_1 - \varphi_2 = (L_1 + L_3) I_1 \cdot d - L_3 I_2 \cdot d; \\ \varphi_2 - \varphi_3 = -L_3 I_1 \cdot d + (L_2 + L_3) I_2 \cdot d. \end{cases}$$

Для контуров, обозначенных пунктирной линией,

$$\begin{cases} I_1 = I_2 + I_3; \\ L_1 I_1 \cdot d + L_3 I_3 \cdot d = \varphi_1 - \varphi_2; \\ L_2 I_2 \cdot d + L_1 I_1 \cdot d = \varphi_1 - \varphi_3; \end{cases} \quad (6)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \varphi_1 - \varphi_2 = -|L_1| I_2 \cdot d + (L_1 + L_3) I_3 \cdot d; \\ \varphi_1 - \varphi_3 = (L_1 + L_2) I_2 \cdot d - |L_1| I_3 \cdot d. \end{cases}$$



Из сравнения (5), (6) со второй системой (3) видно, что помимо классической реализации возможны другие варианты реализации исходной схемы замещения в виде физических схем с трансформаторными связями. На рис. 4, а показана физическая схема для (5), а на рис. 4, б — для (6). Кроме того, данные схемы могут быть получены из соображений симметрии и возможности поворота воображаемой схемы замещения трансформатора на  $\pm 2\pi/3$  радиан. На рис. 4, а приняты обозначения  $L_1 + L_3 = L_{p11}$ ,  $L_2 + L_3 = L_{s11}$ , а на рис. 4, б —  $L_1 + L_3 = L_{s12}$ ,  $L_1 + L_2 = L_{p12}$ .

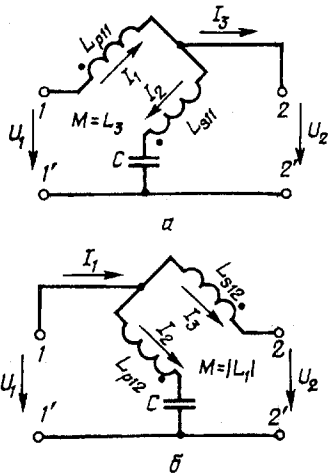


Рис. 4

Отметим, что существует симметричный (относительно отрицательной индуктивности  $L_1$ ) случай реализации схемы замещения, выполняемый для одной и той же функции минимального сопротивления/проводимости. В этом случае выделение нулей/полюсов из  $Z(s)$  выполняется так, что в схеме замещения (рис. 1) получаем  $L_1 > 0$ , а  $L_3 < 0$  [3]. Также из (4) следует:  $|L_3| < |L_1|$  и  $|L_3| < |L_2|$ . Соотношение между  $L_1$  и  $L_2$  может быть любым.

Выполнив аналогичные к (5, 6) преобразования, получаем еще две физические Г-образные схемы с трансформаторными связями (рис. 5).

На рис. 5, а приняты обозначения:  $L_1 + L_3 = L_{p21}$ ,  $L_2 + L_3 = L_{s21}$ , а на рис. 5, б —  $L_1 + L_3 = L_{s22}$ ,  $L_1 + L_2 = L_{p22}$ .

Отметим, что во всех приведенных Г-образных схемах величина  $M$  принимается всегда положительной, а знаки в уравнениях расставляются согласно выбранных направлений токов по Кирхгофу. Полученные топологии могут применяться в качестве базовых схем входных и выходных фильтров в AC-DC-AC-системах.

В ряде случаев фильтр, показанный на рис. 5 а, оказывается более эффективным по массогабаритным и стоимостным показателям, а также по уровню получаемых коэффициентов искажения  $\text{THD}_U$  (коэффициент гармонического искажения напряжения) и  $\text{THD}_I$  (коэффициент гармонического искажения тока), чем классический фильтр по Бруне.

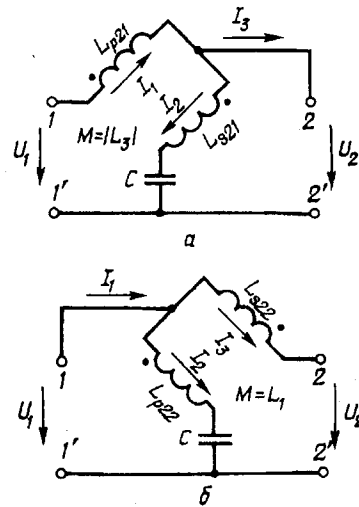


Рис. 5

Физические схемы фильтра (рис. 5, а) в виде автотрансформатора на общем сердечнике в однофазном и трехфазном исполнении показаны на рисунках 6, 7 соответственно.

Эти фильтры используются на практике и экспериментально доказали свою эффективность [8]

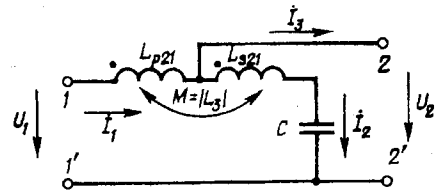


Рис. 6

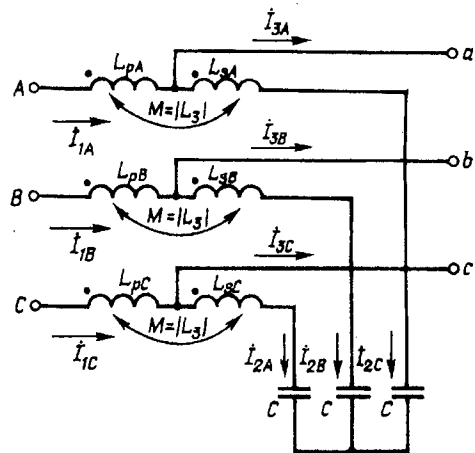


Рис. 7

Сравнение вариантов исполнения фильтров по суммарной реактивной энергии индуктивных элементов при разных токах в индуктивностях.

Выполним упрощенное сравнение фильтров на рис. 4, а и рис. 5, а с классическим вариантом, взяв за основу критерий суммарной реактивной энергии индуктивных элементов фильтра (критерий приблизительно эквивалентен сравнению по установленным мощностям элементов фильтра).

Точное сравнение по установленным мощностям может быть осуществлено после детальной инженерной проработки каждого из вариантов. Для упрощения задачи, чтобы свести анализ ряда схем к одной Г-образной, осуществим операцию объединения множеств значений для  $L_1$  и  $L_3$  обеих схем, то есть  $L_1, L_3 \in \{-L_{\max} \dots L_{\max} | L_1 \in R\}$ .

В этом случае уравнения энергии индуктивных для классического преобразования  $W$  и модифицированных вариантов  $W_1$  можно записать следующим образом (используются амплитудные значения токов  $I_{1m}, I_{2m}, I_{3m}$ ):

$$W = \frac{L_p I_{1m}^2}{2} + \frac{L_s I_{3m}^2}{2} = \frac{I_{1m}^2}{2} (L_p + L_s m^2), \quad (7)$$

$$W_1 = \frac{L_{p1} I_{1m}^2}{2} + \frac{L_{s1} I_{2m}^2}{2} = \frac{I_{1m}^2}{2} (L_{p1} + L_{s1} n^2),$$

где  $m = I_{3m} / I_{1m}$ ,  $n = I_{2m} / I_{1m}$ .

На практике  $m$  и  $n$  обычно лежат в следующих диапазонах:  $0,2 < n < 0,5$  и  $0,8 < m < 1$ .

Введем следующие безразмерные величины:

$$\bar{W} = \frac{2W}{L_2 I_{1m}^2} \quad \text{и} \quad \bar{W}_1 = \frac{2W_1}{L_2 I_{1m}^2}. \quad (8)$$

Пусть  $x = L_1 / L_2$ , тогда, используя (4), можно получить следующие соотношения:

$$L_p = L_2 (x+1), \quad L_s = L_2 \frac{1}{x+1}, \quad (9)$$

$$L_{p1} = L_2 \frac{x^2}{x+1}, \quad L_{s1} = L_2 \frac{1}{x+1}.$$

Подставив (9) в (8), получим

$$\bar{W}(m, x) = \frac{(x+1)^2 + m^2}{x+1}, \quad (10)$$

$$\bar{W}_1(n, x) = \frac{x^2 + n^2}{x+1}.$$

Пусть  $x$  лежит в диапазоне  $-1 \dots 6$ , тогда графики уравнений (10) в выбранных точках  $m$  и  $n$  следующие (рис. 8).

Очевидно, что классический вариант немного лучше в узком диапазоне параметров, а именно при

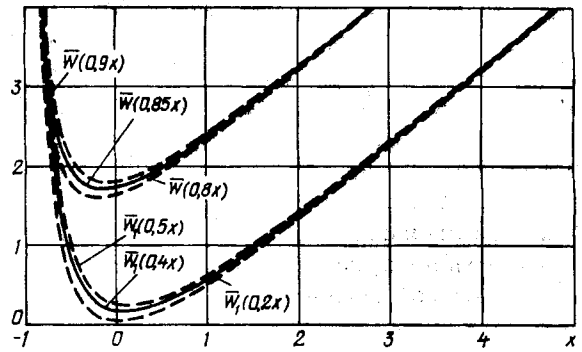


Рис. 8

$-1 < x < -0,8$ . При  $x > -0,8$  лучше (и намного) модифицированный вариант.

Аналогичный анализ, проведенный для схем на рис. 4, б и рис. 5, б, показывает, что эти схемы при  $x > 0$  менее эффективны и могут найти меньшее применение.

**Выводы.** Предложены модификации преобразования схемы замещения, полученной на основе синтеза минимальных функций реактивного сопротивления/проводимости по Бруне, позволяющие получить, кроме классической физической реализации, несколько симметричных Г-образных схем фильтров низких частот, что расширяет область применения метода. Кроме того, использование модифицированных схем позволяет уменьшить массогабаритные показатели ФНЧ, что особенно важно для силовых систем большой мощности.

1. Волков И.В. Новая концепция построения силовых цепей частотно-регулируемых асинхронных электроприводов // Техн. электродинамика. — 1999. — № 4. — С. 21–26.
2. Гиллемин Э.А. Синтез пассивных цепей. — М.: Связь, 1970. — 720 с.
3. Карни Ш. Теория цепей. Анализ и синтез. — М.: Связь, 1973. — 368 с.
4. Матханов П.Н. Основы синтеза линейных электрических цепей. — М: "Высш. школа", 1976. — 208 с.
5. Пентегов И.В., Рымар С.В., Волков И.В. Связь между параметрами электромагнитных, принципиальных схем и схем замещения двухобмоточных трансформаторов // Электротехника и Электромеханика. — 2006. — №3. — С. 67–79.
6. Сешу С., Балабян Н. Анализ линейных цепей: Пер. с англ. — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1963. — 551 с.
7. Brune O. Synthesis of a finite Two Terminal Network Whose Driving Point Impedance Is a Prescribed Function of Frequency // J. Math. Phys. — August 1931. — № 3. — V. 10 — P. 191–236.
8. www.mirusinternational.com

Надійшла 01.08.2008

А.А.ЩЕРБА, член-корр. НАН Украины, А.Д.ПОДОЛЬЦЕВ, докт.техн.наук, (Институт электродинамики НАН Украины, Киев), В.М.ЗОЛОТАРЕВ, канд.техн.наук (ЗАО "Завод "Южкабель", Харьков)

## Импульсный ток в полиэтиленовой изоляции с воздушным включением при возникновении частичного разряда

*В работе исследуются импульсные (с характерным временем  $10^{-6}$  с) процессы распределения плотности тока в полиэтиленовой изоляции силового кабеля при наличии воздушного включения и при возникновении в нем частичного разряда. Результаты получены путем численного решения методом конечных элементов системы дифференциальных уравнений Максвелла для неоднородного диэлектрика, записанных в квазиэлектростатическом приближении. Изучены особенности растекания импульсного тока в объеме диэлектрика. Показано, что только часть от общего тока (25—30%), протекающего в объеме включения при возникновении в нем частичного разряда, замыкается через внешнюю цепь и фиксируется приборами, измеряющими уровень частичных разрядов в кабеле.*

*У роботі досліджуються імпульсні (з характерним часом  $10^{-6}$  с) процеси розподілу щільності струму в поліетиленовій ізоляції силового кабелю за наявності повітряного включення та при виникненні у ньому часткового розряду. Результати отримано шляхом чисельного розв'язку методом кінцевих елементів системи диференціальних рівнянь Максвелла для неоднорідного діелектрика, що записані у квазіелектростатичному наближенні. Досліджено особливості розтікання імпульсного струму в об'ємі діелектрика. Показано, що тільки частина від загального струму (25—30%), що протікає у об'ємі включення при виникненні у ньому часткового розряду, замикається через зовнішнє коло та фіксується пристроями, які вимірюють рівень часткових розрядів у кабелі.*

**Введение.** Силовые кабели являются важной составной частью передающих и распределительных электрических сетей, поскольку они позволяют доставлять энергию в те районы, которые недоступны для воздушных линий электропередачи. Наиболее привлекательной и ценной особенностью подземных кабельных линий электропередачи является присущая им высокая надежность эксплуатации из-за отсутствия внешних атмосферных воздействий (ветер, гололед, грозовые перенапряжения), отсутствие опор и хорошая электромагнитная совместимость с окружающей средой по сравнению с воздушными линиями.

В последние годы в электрических сетях Украины кабели с пластмассовой изоляцией активно замещают кабели с бумажной пропитанной и маслонаполненной изоляцией в классах среднего и высокого напряжения. Среди пластмассовых изолирующих материалов в силовых кабелях наиболее предпочтительным является сшитый полиэтилен (СПЭ) ввиду его хороших диэлектрических свойств — низкая величина диэлектрической проницаемости и фактора потерь, а также большого запаса термической стойкости. В настоящее время энергосистемы Украины ориентированы на применение в распределительных сетях именно таких кабелей с СПЭ-изоляцией. Предпосылками для этого является наряду с их высокими эксплуатационными показателями наличие отечественного производства, в частности, на ЗАО "Завод "Южкабель", г. Харьков.

Монолитная полимерная изоляция силового кабеля, в отличие от бумажной пропитанной изо-

ляции, является более чувствительной к разного рода дефектам, которые повышают локальную напряженность электрического поля, снижают пробивное напряжение и создают предпосылки для образования электрических и водных триингов. Известно, что старение и последующий пробой полимерной изоляции силовых кабелей происходит при длительном воздействии переменного напряжения в результате роста триингов, состоящих из наполненных газом микроканалов [4,9] с характерным диаметром порядка 1 мкм. Триинги начинают расти в местах с повышенной локальной напряженностью электрического поля — в местах микровыступов на поверхности электродов, проводящих и воздушных включений, микротрещин, полостей и т.д. Пробой изоляции кабеля происходит в случае перекрытия межэлектродного промежутка возникшей многоканальной структурой. Рост триингов является следствием разрушения диэлектрика под действием частичных разрядов, происходящих в его микроканалах. Таким образом, рост триингов и возникновение частичных разрядов являются взаимосвязанными процессами, потенциально приводящими к пробое изоляции. Динамика роста триингов и параметры частичных разрядов зависят от физико-химических свойств диэлектрика, частоты и величины прикладываемого напряжения, геометрии электродов и т.д.

Изучение роста триингов стало особенно актуальным в последнее время в связи с использованием кабелей с полимерной изоляцией на напряжение до 110 кВ. С помощью электронно-оптических и электронных измерительных установок

были определены параметры частичных разрядов и пространственно-временные характеристики роста дендритов [6,7,11,16]. Однако несмотря на интенсивные исследования, количественная теория, описывающая рост триингов под действием частичных разрядов, до сих пор не разработана из-за трудностей, обусловленных большим числом взаимосвязанных физико-химических процессов, приводящих к разрушению диэлектрика, и сложным стохастическим характером роста триингов.

В последние годы были предложены различные математические модели, позволяющие описать стохастически ветвящийся характер роста дендритов, например, в [1,3,10,12,15,17,18]. Наиболее интересные результаты были получены на основе модели пробоя диэлектриков [1,3,15,17,18] и модели разрядных лавин [10,12]. В модели пробоя диэлектриков рост каналов определяется напряженностью электрического поля. Вероятность роста каналов принимается пропорциональной степени локальной напряженности поля. Распределение электрического поля рассчитывается на основе уравнения Лапласа. Потенциал триинга принимается равным потенциалу электрода или задается падение напряжения вдоль каналов. С помощью различных модификаций модели пробоя диэлектриков проведено моделирование формирования различных типов триингов (в виде дерева или куста) [18,3], изучено влияние барьеров и включений с различной диэлектрической проницаемостью [3], проводимостью [1] и прочностью [17] на рост каналов. В модели разрядных лавин [10,12] рассматривается накопление разрушений в материале диэлектрика под действием электронных лавин. Рост каналов описывается с помощью случайных флуктуаций локального электрического поля. Задавая различные диапазоны флуктуации, в рамках этой модели также удалось описать рост различных типов триингов.

К недостаткам перечисленных моделей роста триингов следует отнести то, что в них не учитываются частичные разряды во включениях и каналах триинга и, следовательно, не описывается реальная динамика распределения зарядов и полей в диэлектрике. Вместе с тем существующие модели частичных разрядов (например, [8,19]) не рассматривают сам процесс роста триингов и не могут быть использованы для количественного описания пробоя изоляции. Поэтому представляется актуальным создание комплексной модели, описывающей как рост триингов под действием частичных разрядов, так и возникновение частичных разрядов в существующих каналах.

Существует и другой аспект этой проблемы, связанный с тем, что в последнее время для диагностики состояния силовых кабелей все более широко используется метод измерения уровня частичных разрядов (ЧР) в изоляции. В настоящее время делаются попытки распознавания величины и вида дефекта в изоляции по измеренным харак-

теристикам ЧР (например, [5,13,14]). С точки зрения развития общей теории электрофизических процессов в полимерной изоляции и ее практического использования важно получить любую дополнительную информацию о характере протекания токов и движения зарядов в диэлектрике при возникновении частичных разрядов.

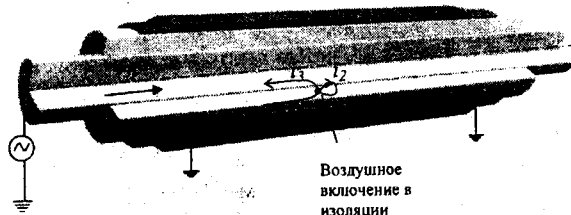
Целью настоящей работы является построение электрофизической модели импульсных процессов в полимерном диэлектрике с воздушным включением при возникновении в его объеме частичного разряда, численная реализация этой модели методом конечных элементов и анализ на ее основе процессов растекания импульсного тока в объеме изоляции. В основу реализованного подхода положен численный расчет двумерного импульсного электрического поля в изоляции кабеля, выполненный на основе метода конечных элементов с помощью пакета программ COMSOL [20].

**Математическое описание импульсных электрических процессов в диэлектрике, содержащем воздушное включение.** Для разработки математической модели будем рассматривать следующий физический процесс.

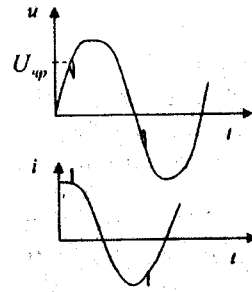
1. Силовой кабель содержит изоляцию из сшитого полиэтилена, в объеме которой существуют воздушные включения, возникшие, например, при случайных отклонениях в технологическом процессе экструдирования изоляции. Рассмотрим одно из этих включений (выделенное включение) для последующего анализа происходящих в нем электроразрядных процессов (рис. 1).

2. Кабель находится под переменным напряжением 330 кВ 50 Гц. При нарастании напряжения по гармоническому закону величина электрического поля в изоляции кабеля и в объеме включения также нарастает. При определенном значении этого напряжения величина поля во включении достигает величины возникновения частичного разряда  $E_{чр}$ , которая для случая воздуха при атмосферном давлении может быть принята равной  $E_{чр} \approx 3$  кВ/мм. При пробое воздушного промежутка в объеме включения протекает импульсный ток. В простейшем приближении этот процесс может моделироваться как результат кратковременного увеличения электропроводности воздуха, например, [2].

3. Электрический ток, протекающий в объеме включения, имеет импульсный характер — длительность импульса составляет 1 мкс. Этот электрический ток проводимости замыкается частично в виде токов смещения (емкостных токов) по объему изоляции, прилегающему к включению, — ток  $i_2$  на рис. 1 *a*, и частично по пути — изоляционный промежуток между включением и электродами (жилы и экрана), жила кабеля, земля и экран кабеля — ток  $i_3$  на рис. 1, *a* (на рис. 1, *б* показаны наблюдаемые кратковременные импульсы тока и напряжения при частичном разряде в изоляции



а Рис. 1



б

кабеля). При этом полный ток, протекающий через включение в результате возникшего частичного разряда, равен сумме этих токов —  $i_1 = i_2 + i_3$ . На практике измеряется величина тока  $i_3$ , хотя для прогнозирования состояния кабеля необходимо оценивать величину тока  $i_1$ , непосредственно отражающего процессы во включении. Следовательно, количественный анализ отношения  $k_I = i_3 / i_1$  представляет практический интерес. Расчету значения этого коэффициента посвящена настоящая работа. В качестве расчетной области рассмотрим элемент объема изоляции, содержащий воздушное включение (рис. 2). Полагаем, что полимерная изоляция, окружающая включение, характеризуется постоянными значениями диэлектрической проницаемости  $\epsilon_0 \epsilon_r$  и электропроводности  $\sigma$ . Воздушная среда во включении характеризуется диэлектрической проницаемостью вакуума  $\epsilon_0$  и изменяющейся во времени электропроводностью, характеризующей разрядный процесс. Распределение изменяющегося во времени электрического поля в такой среде с изменяющимися во времени параметрами описывается следующими дифференциальными уравнениями, полученными из системы уравнений Максвелла в приближении квазиэлектростатического поля,

$$\nabla \cdot (\sigma \mathbf{E} + \partial \mathbf{D} / \partial t) = 0, \quad (1a)$$

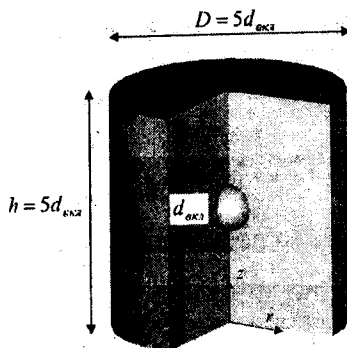


Рис. 2

$$\nabla \times \mathbf{E} = 0 \Rightarrow \mathbf{E} = -\nabla \varphi, \quad (1б)$$

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \epsilon_r \mathbf{E}. \quad (1в)$$

Здесь уравнение (1а) отражает тот факт, что дивергенция плотности полного тока в неоднородном диэлектрике (включает плотность тока проводимости и тока смещения) равна нулю. Из второго уравнения (1б) следует, что напряженность электрического поля является потенциальным вектором, характеризующимся скалярным электрическим потенциалом  $\varphi$ , а третье уравнение (1в) является уравнением состояния для линейного изотропного диэлектрика.

После подстановки (1б) и (1в) в (1а) получим следующее дифференциальное уравнение для электрического потенциала  $\varphi(\mathbf{r}, t)$ :

$$\nabla \cdot (-\sigma \nabla \varphi - \epsilon_0 \epsilon_r \nabla \partial \varphi / \partial t) = 0. \quad (2)$$

В качестве начального значения  $\varphi|_{t=0} = \varphi_0$  используется решение вспомогательной электростатической задачи вида

$$\nabla \cdot (-\epsilon_0 \epsilon_r \nabla \varphi_0) = 0$$

при следующих граничных условиях: на нижней границе  $\varphi_0 = 0$ , на верхней границе  $\varphi_0 = U_0$ , а на боковых границах принимается условие электрической изоляции —  $\partial \varphi_0 / \partial n = 0$ . То есть предполагается, что при достижении на границе расчетной области критического значения  $U_0$  возникает частичный разряд в области воздушного включения, процессы в котором моделируются изменяющейся электропроводностью  $\sigma_{\text{вкл}}(t)$ . При этом значение  $\sigma$  в (2) определяется как

$$\sigma(x, y) = \begin{cases} \sigma_1 & \text{в изоляции} \\ \sigma_{\text{вкл}}(t) & \text{во включении,} \end{cases}$$

$$\varepsilon_r(x,y) = \begin{cases} \varepsilon_1 & \text{в изоляции} \\ \varepsilon_2 & \text{во включении.} \end{cases}$$

В качестве граничных условий на боковых границах расчетной области нормальная компонента плотности полного тока полагается равной нулю.

Для решения нестационарной полевой задачи (2) с указанными начальными и граничными условиями и электростатической полевой задачи (3) в работе использовался численный метод конечных элементов, реализованный в пакете COMSOL [20]. Далее приведены результаты расчетов и их анализ.

**Анализ результатов расчета.** Рассматривается случай, когда воздушное включение, расположенное в объеме полиэтиленовой изоляции силового кабеля, имеет сферическую форму диаметром  $d_{\text{вкл}} = 200$  мкм. Основные геометрические размеры расчетной области показаны на рис. 2. Учитывая простую форму включения и наличие осевой симметрии, расчет поля выполнялся в двумерной постановке в цилиндрической системе координат в плоскости  $r\theta z$ .

Электрические параметры двух сред принимались равными:  $\varepsilon_1 = 2,4$ ,  $\sigma_1 = 10^{-12}$  (Ом·м)<sup>-1</sup>,  $\varepsilon_2 = 1$ ,

$$\sigma_{\text{вкл}}(t) = \begin{cases} \sigma_2 + \sigma_{\text{max}} \sin(\pi t / \tau), & t \leq \tau \\ 0, & t > \tau, \end{cases}$$

где  $\sigma_2 = 10^{-12}$  (Ом·м)<sup>-1</sup>,  $\sigma_{\text{max}} = 10^{-6}$  (Ом·м)<sup>-1</sup>,  $\tau = 1$  мкс — длительность разрядного импульса. Величина потенциала на верхней границе задавалась как  $U_0 = E_0 / h$ , где  $E_0 = 2,4$  кВ/мм — средняя напряженность поля в диэлектрике, при которой во включении напряженность поля становится равной 3 кВ/мм — напряженности пробоя воздушного промежутка.

После расчета пространственно-временного распределения электрического потенциала  $\varphi(t)$ , величина плотности полного тока определяется как

$$\mathbf{J}_{\text{tot}}(t) = -\sigma \nabla \varphi - \varepsilon_0 \varepsilon_r \nabla \partial \varphi / \partial t.$$

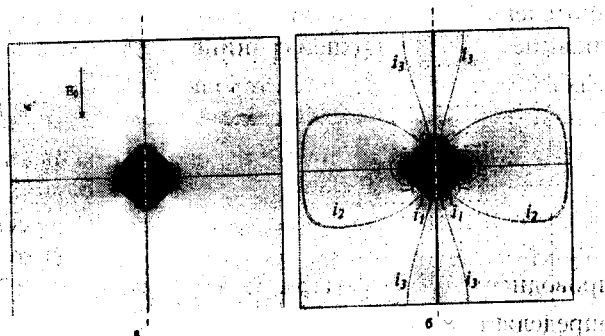


Рис. 3

На рис. 3, а показано распределение напряженности электрического поля  $E = -\nabla \varphi$  в диэлектрике с воздушным включением до возникновения частичного разряда, полученное в результате решения полевой задачи (3). В области воздушного включения существует повышенное поле, равное при принятых значениях параметров  $E_{\text{max}} = 1,23E_0$ , где  $E_0$  — среднее значение поля в диэлектрике. В результате пробоя воздушного промежутка в объеме включения протекает импульсный электрический ток проводимости  $i_1$  (рис. 3, б), где с помощью стрелок и силовых линий показано распределение плотности тока частичного разряда в момент времени  $t = 0,5\tau$ . При этом часть этого тока в виде токов смещения замыкается по прилегающей области диэлектрика в виде обратных токов (токи  $i_2$  на рис. 3, б), а другая часть, также токи смещения, замыкается через верхнюю и нижнюю границу расчетной области (токи  $i_3$  на рис. 3, б) и далее через внешнюю электрическую цепь кабеля. Отметим, что токи  $i_2$  практически невозможно измерить, и именно токи  $i_3$  от всех включений, расположенных по всей длине кабеля и в которых в данный момент времени произошел частичный разряд, измеряются аппаратурой, фиксирующей токи частичных разрядов силового кабеля.

Характер распределения  $z$ -составляющей плотности полного импульсного тока  $\mathbf{J}_{\text{tot}}$  в объеме включения и прилегающей области диэлектрика вдоль указанной линии  $\theta r_1$  и в различные моменты времени показан на рис. 4. Плотность тока во включении распределена равномерно, а в прилегающем диэлектрике наблюдается спад тока по закону, близкому к экспоненциальному — значительное затухание плотности происходит на характерном расстоянии порядка  $0,5d_{\text{вкл}}$ . Максимальное значение плотности тока достигается в момент достижения максимума величины электропроводности включения  $t = 0,5\tau$ .

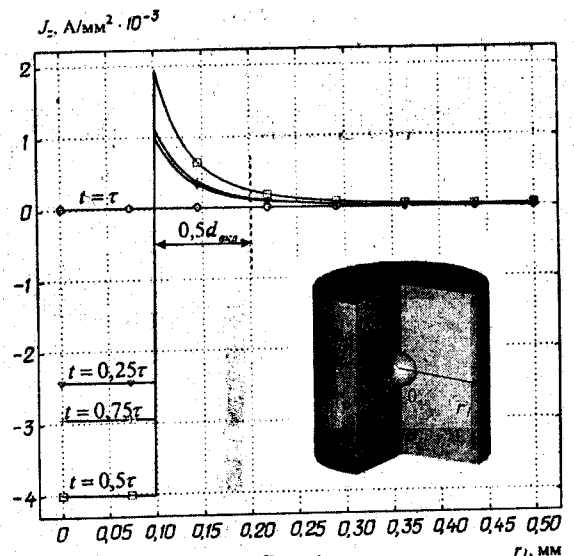


Рис. 4

На рис. 5 показано растекание плотности полного импульсного тока вдали от воздушного включения на границе расчетной области (вдоль указанной линии  $0r_2$ ) и в различные моменты времени. Импульсный ток "вытекает" из объема, содержащего включение с частичным разрядом, через круговую область с радиусом  $2d_{\text{вкл}}$ .

В качестве интегральных характеристик процесса в работе рассматривались изменяющиеся во времени токи, протекающие по сечению вклю-

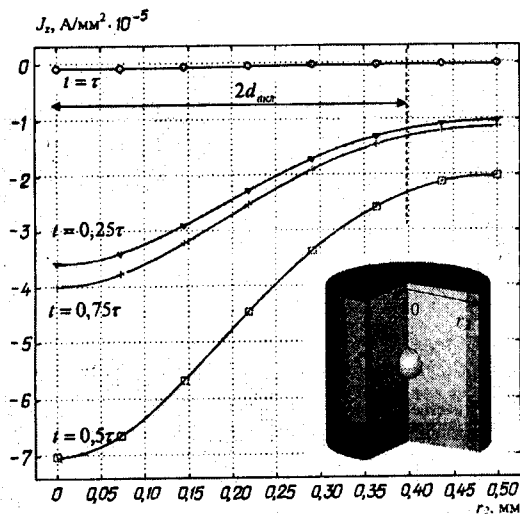


Рис. 5

чения (ток  $i_1$  — полный ток во включении), по сечению прилегающего к нему диэлектрика (ток  $i_2$  — обратный ток) и по сечению расчетной области (ток  $i_3$  — ток, замыкающийся через внешнюю цепь), вычисляемые на основании следующих выражений:

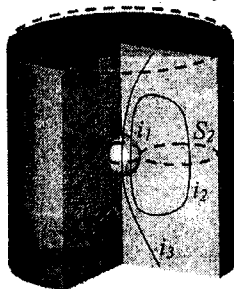
$$i_1(t) = \int_{S_1} J_z dS, \quad i_2(t) = \int_{S_2} J_z dS, \quad i_3(t) = \int_{S_3} J_z dS,$$

где обозначение сечений показано на рис. 6, а.

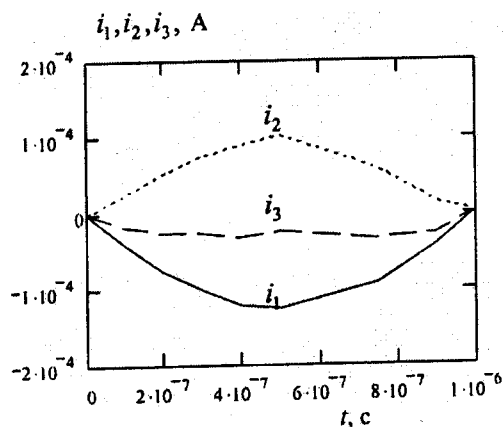
На рис. 6, б показаны зависимости изменения во времени этих токов, из которых следует, что максимум значений рассматриваемых токов достигается в момент времени  $t = 0,5\tau$ , а величина тока, замыкающегося через внешнюю цепь (ток  $i_3$ ), составляет лишь малую часть от полного тока включения.

Для более детального анализа соотношения между токами  $i_1$  и  $i_3$  на рис. 6, в показано изменение во времени их отношения. Видно, что величина  $i_3$  составляет в среднем 25–30% от полного тока во включении — тока  $i_1$ .

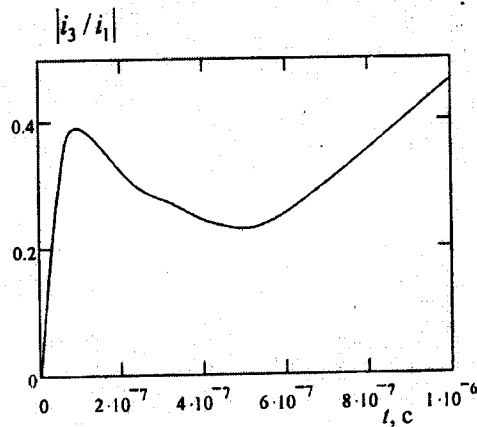
Таким образом, измеряя ток от частичных разрядов во внешней цепи кабеля, можно оценить величину тока, протекающего непосредственно в объеме всех включений, генерирующих в данный момент времени разрядный ток. Величина такого тока будет иметь в 3–4 раза большее значение.



а



б



в

Рис. 6

В качестве энергетической характеристики процесса в работе рассматривалась величина полной энергии, выделяемой в воздушном включении за время протекания разрядного тока, вычисляемая как

$$W_{\text{вкл}} = \int_0^{\tau} \int_V |\mathbf{J}|^2 / \sigma dV dt,$$

где  $V$  — объем включения.

По результатам численного расчета для исследуемого случая получено значение  $W_{\text{вкл}} = 2 \cdot 10^{-8}$  Дж. С ростом размера включения эта величина при прочих равных условиях будет изменяться пропорционально  $d_{\text{вкл}}^3$ . Энергия  $W_{\text{вкл}}$  воздействует на поверхность включения, вызывая нагрев и разрушение поверхностных слоев диэлектрика. Учитывая, что поверхность включения пропорциональна  $d_{\text{вкл}}^2$ , можно заключить, что с ростом размеров воздушного включения разрушение его поверхности будет происходить более интенсивно. Хотя критическая величина выделяемой энергии во включении не известна, экспериментально было установлено, что наличие в полимерной изоляции включений диаметром более 50 мкм приводит к ее быстрому старению и последующему пробою.

**Выводы.** В работе разработана новая математическая модель для анализа импульсных процессов в полимерной изоляции силового кабеля при наличии воздушного включения в случае возникновения в нем частичного разряда. Для численной реализации модели на компьютере предложено использовать метод конечных элементов и вычислительные возможности пакета COMSOL. Результаты проведенных компьютерных исследований показали, что разрядный ток, возникающий в воздушном включении, частично замыкается в виде обратных токов по объему прилегающего диэлектрика и частично через внешнюю цепь. Величина тока, замыкающегося через внешнюю цепь, составляет 25—30% от полного разрядного тока включения.

1. Карнов Д.И., Лопатин В.В., Носков М.Д. // Электричество. — 1995. — № 7. — С. 59—61.
2. Кац М.А., Киншт Н.В. К анализу переходных процессов в несовершенном диэлектрике с нелинейной неоднородностью // Электричество. — 2006. — № 11. — С. 65—68.
3. Кухта В.Р., Лопатин В.В., Носков М.Д. // ЖТФ. — 1995. — Т. 65. — Вып. 2. — С. 63—75.
4. Кучинский Г.С. Частичные разряды в высоковольтных конструкциях. — Л.: Энергия. — 1979.
5. Резинкина М.М., Резинкин О.Л., Носенко М.И. Зависимость фазы появления частичных разрядов в полиэтиленовой изоляции от стадии роста дендрита. // ЖТФ. — 2001. — Т. 71. — Вып. 3. С. 69—71.
6. Champion J.V., Dodd S.J. // Journal Phys. D. — 1996. — Vol. 29. — Pp. 862—868.
7. Champion J.V., Dodd S.J., Alison J.M. // Journal Phys. D. — 1996. — Vol. 29. — Pp. 2689—2695.
8. Champion J.V., Dodd S.J. // J. Phys. D. — 1998. — Vol. 31. — Pp. 2305—2314.
9. Dissado L.A., Fothergill J.C. Electrical Degradation and Breakdown in Polymers. — London: Peregrinus. — 1992.
10. Dissado L.A., Sweeney P.J. // Phys. Rev. B. — 1993. — Vol. 48. — Pp. 16261—16268.
11. Ehara Y., Naoe M., Urano K. et al. // IEEE Trans. Dielectrics El. — 1998. — Vol. 5. — Pp. 728—733.
12. Fothergill J.C., Dissado L.A., Sweeney P.J. // IEEE Trans. Dielectrics El. — 1994. — Vol. 1. — Pp. 474—486.
13. Hoof M., Patch R. // 9<sup>th</sup> Intern. Symposium on High Voltage Engineering. — 1995. — Vol. 5. — P. 5606.
14. Kreuger F.H., Gulski E., Krivda A. // IEEE Trans. on Electr. Insulation. — 1993. — Vol. 28. — № 6. — Pp. 917—931.
15. Niemeyer L., Pictroneri I., Wiesmann H.J. // Phys. Rev. Lett. — 1984. — Vol. 52. — Pp. 1033—1036.
16. Suwarno, Suzuoki Y., Komori F. et al. // J. Phys. D. — 1996. — Vol. 29. — Pp. 2922—2931.
17. Sweeney P.J., Dissado L.A., Cooper J.M. // J. Phys. D. — 1992. — Vol. 25. — Pp. 113—119.
18. Wiesmann H.J., Zeller H.R. // J. Appl. Phys. — 1986. — Vol. 60. — Pp. 1770—1773.
19. Wu K., Suzuoki Y., Muzutani T. et al. // J. Phys. D. — 2000. — Vol. 33. — Pp. 1197—1201.
20. comsol.www.com

Надійшла 22.07.2008



## Математическое моделирование электротепловых процессов в металлической обшивке летательного аппарата при воздействии на нее молнии

*Предложены приближенные математические модели двумерного температурного поля в опорной зоне канала грозового электрического разряда, действующего в атмосферном воздухе на плоскую стенку металлической обшивки летательного аппарата (ЛА). На их основе установлено, что при прямом ударе молнии в ЛА импульсная составляющая тока молнии временной формы 2/50 мкс с нормированной амплитудой 200 кА и длительностью 500 мкс из-за электротеплового действия вызывает локальное разрушение алюминиевой стенки обшивки ЛА на глубину до 0,4 мм, а длительная составляющая тока молнии с той же амплитудой и длительностью в 1000 мс может вызывать ее проплавление на глубину до 1,5 мм.*

*Запропоновано наближені математичні моделі двовимірному температурного поля в опорній зоні каналу грозового, електричного розряду, який діє у атмосферному повітрі на плоску стінку металевої обшивки літального апарату (ЛА). На їх основі встановлено, що при прямому ударі блискавки в ЛА імпульсна складова струму блискавки часової форми 2/50 мкс з нормованою амплітудою 200 кА і тривалістю 500 мкс через электротеплову дію викликає локальне руйнування алюмінієвої стінки обшивки ЛА на глибину до 0,4 мм, а тривала складова струму блискавки з тією ж амплітудою і тривалістю в 1000 мс може викликати її проплавлення на глибину до 1,5 мм.*

**Введение.** Проблема обеспечения электромагнитной безопасности полетов в околоземном воздушном пространстве летательных аппаратов (ЛА) различного типа и назначения как раньше, так и сейчас имеет во всем мире повышенную актуальность и большую практическую значимость. Мировая практика эксплуатации ЛА свидетельствует о том, что прямой удар молнии (ПУМ) в ЛА часто приводит к тяжелым авариям с катастрофическими последствиями для авиационной и ракетно-космической техники [5,8,15,24]. Одними из основных поражающих факторов молнии являются большие переносимые в канале искрового грозового разряда электрические заряды (в сотни кулон) и большие импульсные токи микро- и миллисекундного временного диапазонов (в десятки и сотни килоампер), обуславливающие при ПУМ протекание в зоне привязки сильноточного канала электрического разряда на металлической обшивке ЛА и зоне растекания по ней тока молнии интенсивных импульсных электротепловых процессов [4,7,25]. При комплексном подходе к молниезащите ЛА необходимо не забывать и о поражающих электромагнитных факторах молнии, таких как: мощные импульсные электромагнитные поля от искрового грозового разряда, вызывающие из-за своего проникновения через неоднородности металлической обшивки ЛА появление в зоне прокладки внутренних бортовых электрических цепей ЛА достаточно высоких уровней электрических наводок на них (индуцированных напряжений и токов) [11]; сверхвысокие импульсные электрические

напряжения (амплитудой свыше 1 МВ), негативно воздействующие при ПУМ на конструкционные металлические и изоляционные материалы элементов планера ЛА, что приводит к определенным нежелательным физико-химическим структурным изменениям в них (например, к потемнению стекол кабины пилотов самолетов [24]); большие импульсные электродинамические усилия (ударные нагрузки в десятки тысяч ньютонов) и соответственно механические напряжения, действующие при ПУМ на обшивку ЛА и стремящиеся нарушить ее герметичность [6]. Данные электромагнитные факторы в своей совокупности представляют серьезную угрозу для любого ЛА, оказавшегося в зоне прямого действия такого глобального природного электрофизического явления как молния.

Известные теоретические и экспериментальные исследования [2—4,10], посвященные приближенным оценкам теплового действия сильноточного канала молнии на токопроводящие элементы ЛА, содержат одномерные математические модели температурного поля в зоне прямого воздействия сильноточного канала молнии на плоскую бесконечно толстую стенку металлической обшивки ЛА и такие опытные данные, которые лишь в весьма грубом приближении отражают электротермические процессы, протекающие в обшивке ЛА при ПУМ. Тепловые модели указанных работ не позволяют: а) оценить размеры зоны разрушения обшивки (глубину и радиус проплавления ее стенки) при ПУМ; б) учесть влияние на распределение тем-

пературного поля в стенке металлической обшивки временного изменения радиуса канала молнии в процессе его воздействия на ЛА; в) выполнить сравнительный анализ влияния на электротепловое разрушения металлической стенки обшивки ЛА отдельных токовых компонент молнии; г) оценить влияние высоты полета ЛА на электротепловые процессы при ПУМ в металлической стенке его обшивки; д) учесть влияние длительности воздействия канала молнии на характер электротеплового повреждения стенки обшивки ЛА. Полученные в [1–3] опытные данные по воздействию в лабораторных условиях на образцы металлической обшивки ЛА имитированного тока молнии  $i_M$  базируются только на действии электрической дуги постоянного тока амплитудой от 200 до 800 А, свободно горящей над образцом в воздухе. Эти экспериментальные данные совершенно не учитывают и не отражают влияния на тепловое состояние обшивки ЛА реальных и нормированных амплитудно-временных параметров (АВП) токовых составляющих, импульсно протекающих в канале молнии [5,20,24]. До сих пор нерешенными остались дву- и трехмерные электротепловые задачи, связанные с анализом пространственного распределения температурного поля, прежде всего, в наиболее электротермически нагруженной области эпицентра воздействия канала молнии на обшивку ЛА. Не выяснены принципиально важные вопросы из области электротермической стойкости указанной обшивки к прямому действию молнии, которые связаны со сравнительной оценкой степени влияния импульсной и длительной составляющих полного тока молнии на характер проплавления металлической стенки планера ЛА. Подчеркнем здесь то, что эти компоненты полного тока молнии существенно отличаются друг от друга своими АВП [5,24]: нормированная импульсная токовая компонента молнии характеризуется амплитудой до 200 кА при длительности протекания до 500 мкс, а нормированная длительная компонента тока молнии — амплитудой не менее 200 А и длительностью до 1000 мс. До настоящего времени влиянием импульсной составляющей тока молнии на тепловые процессы в металлической обшивке ЛА необоснованно пренебрегают [1–3]. Поэтому актуальными остаются прикладные задачи, связанные с уточнением и последующим развитием математических моделей и методов расчета интенсивных электротепловых процессов в металлических элементах планера ЛА при ПУМ, испытывающих имитационное воздействие основных составляющих тока молнии с нормированными АВП.

Целью данной работы является дальнейшее развитие математических моделей электротепловых процессов в зоне действия тока молнии с нормированными АВП на металлическую обшивку ЛА, предназначенных для приближенного расчета двумерного температурного поля ее стенки в области опорной зоны канала грозового разряда как

на временном участке микросекундного диапазона с начальной токовой частью грозового разряда и сравнительно большим амплитудным значением импульсной составляющей тока молнии, так и на временном участке миллисекундного диапазона с завершающей токовой частью этого разряда и сравнительно малым амплитудным значением длительной составляющей тока молнии.

**Допущения и постановка задачи исследований.** Рассмотрим в цилиндрической системе координат электротепловое воздействие канала 1 грозового электрического разряда на размещенную в воздухе стенку 2 металлической обшивки ЛА конечной толщиной  $h$  (рис. 1). Пусть характеристики окружающей ЛА воздушной среды соответствуют ее нормальному состоянию (давление воздуха составляет  $1,013 \cdot 10^5$  Па, а его температура  $0^\circ\text{C}$ ). В первом приближении примем, что канал молнии представляет собой сплошной проводящий цилиндр радиусом  $r_0$ , состоящий из низкотемпературной плазмы [21]. В связи с тем, что на практике радиус кривизны обшивки ЛА значительно превышает толщину  $h$  ее стенки, то поверхность кругового контакта канала молнии с наружной поверхностью обшивки в первом приближении можно считать близкой к плоской [2,3,10,25]. Считаем, что импульсное электротепловое действие цилиндрического канала молнии на обшивку ЛА аналогично действию во времени  $t$  непрерывного поверхностного точечного источника тепла [10]. Решение для такого теплового источника временного действия можно известным путем получить с помощью фундаментального аналитического решения для случая мгновенного точечного источника тепла в виде диска радиусом  $r_0$ , приложенного в плоскости  $z=0$  в момент времени  $t=0$  к наружной поверхности обшивки ЛА в опорной круговой зоне привязки рассматриваемого канала искрового электрического разряда [13,19]. При этом неравномерностью распределения плотности электрического тока молнии  $i_M$  по поперечному сечению рассматриваемого канала разряда и соответственно радиальной неравномерностью плотности импульсного теплового потока в круговой опорной зоне канала молнии радиусом  $r_0$ , поступающего во временном интервале  $0 \leq t \leq t_0$  в обшивку ЛА, пренебрегаем. Обос-

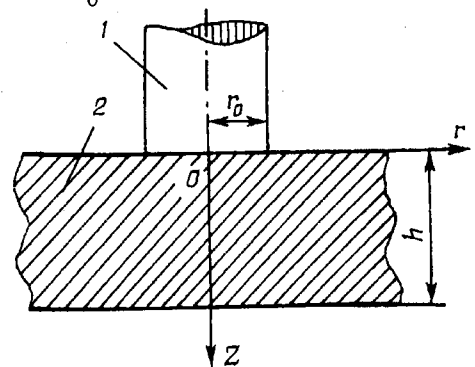


Рис. 1

нованием этому может служить то, что согласно известным экспериментальным исследованиям приэлектродных областей дугового электрического разряда в воздухе в них (этих областях) опорная зона канала разряда как бы "следит" за изменением тока [1]. В этой связи средняя плотность тока воздушного искрового разряда, равная отношению полного тока разряда в данный момент времени  $t$  к текущей площади  $S_0(t) = \pi r_0(t)$  круговой опорной зоны канала разряда на поверхности металлического электрода (обшивки ЛА) в этот же временной момент, практически не изменяется во времени  $t$ . Поэтому неизменной практически остается и средняя плотность поверхностного теплового потока, воздействующего со стороны плазменного канала разряда на металлический электрод [1]. Это обстоятельство для нашего случая позволяет при расчетной оценке действующей для  $z=0$  на стенку обшивки ЛА переменной во времени  $t$  плотности  $q(t)$  импульсного поверхностного теплового потока от плазменного канала молнии обоснованно использовать в динамике текущие значения импульса тока молнии  $i_M(t)$ , радиуса канала разряда  $r_0(t)$  и, соответственно, понятие усредненной по текущей площади  $S_0(t)$  опорной зоны канала молнии плотности поверхностного теплового потока  $q_0(t)$ , импульсно воздействующего на стенку обшивки ЛА в период времени  $0 \leq t \leq t_0$ . Учитывая быстропротекающий при ПУМ импульсный (в течение не более 1000 мс) характер локального нагрева стенки обшивки ЛА за счет выделяющегося в ней джоулева тепла, влиянием теплоотдачи в окружающее стенку обшивки воздушное пространство и теплопроводности материала обшивки ЛА, а значит и толщины ее стенки  $h$ , на протекающие в ней в зоне привязки канала молнии электротепловые процессы пренебрегаем. Считаем, что смещение опорной зоны канала молнии по поверхности обшивки ЛА отсутствует [7,11]. Принимая во внимание приближенный характер разрабатываемых математических моделей двумерного температурного поля в стенке обшивки ЛА, испытывающей действие ПУМ, изменениями коэффициента теплопроводности  $\lambda_0$  (Дж/м·с·°С), удельной объемной теплоемкости  $c_0$  (Дж/м<sup>3</sup>·°С) и теплового коэффициента удельной электропроводности  $\beta_0$  (мЗ/Дж) материала исследуемой обшивки, вызванными его импульсным и практически в адиабатическом режиме электротепловым нагревом, можно также пренебречь [14]. В рамках предлагаемых двумерных математических моделей электротепловых процессов в обшивке ЛА вначале рассмотрим результаты имитационного воздействия на плоскую стенку обшивки ЛА, нормированной относительно короткой импульсной составляющей тока молнии  $i_M$  с временными параметрами 2/50 мкс амплитудой 200 кА (длительность ее фронта между уровнями 0,1–0,9 равна  $\tau_\phi = 2$  мкс, а длительность импульса

тока на уровне 0,5 от амплитуды —  $\tau_{и} = 50$  мкс при его полной длительности  $t_0 = 500$  мкс), а затем, нормированной относительно длинной длительной составляющей тока молнии  $i_M$  амплитудой 200 А и длительностью в  $t_0 = 1000$  мс [8,20,24]. Таким образом, требуется в приближенном виде с учетом принятых допущений получить расчетные соотношения, описывающие двумерное температурное поле в зоне привязки канала молнии на плоской обшивке ЛА, и с помощью экспериментальных результатов лабораторных исследований по определению последствий имитационного воздействия импульсной и длительной токовых компонент грозового разряда на опытные образцы обшивки ЛА выполнить оценку работоспособности предлагаемых расчетных тепловых моделей.

**Расчет двумерного температурного поля стенки обшивки ЛА.** На основании известного из теории теплопроводности твердых тел фундаментального решения применительно к мгновенному точечному источнику тепла дисковой формы, воздействующему на плоскую наружную поверхность полубесконечного тела, для пространственно-временного изменения превышения температуры  $\theta(r, z, t)$  материала рассматриваемой плоской толстой стенки металлической обшивки ЛА конечной толщиной  $h$  в круговой зоне действия на нее во времени  $t$  поверхностного теплового потока плотностью  $q(t)$  от плазменного канала молнии можно записать следующее приближенное аналитическое выражение [13,17]:

$$\theta(r, z, t) = \frac{1}{(\pi \lambda_0 c_0)^{0,5}} \int_0^{t_0} r_0(\tau) q(\tau) F(r, z, t - \tau) d\tau, \quad (1)$$

где  $\theta(r, z, t) = \theta_1 - \theta_0$  — превышение температуры материала стенки обшивки ЛА;  $\theta_1$  — текущая температура материала стенки обшивки ЛА;  $\theta_0$  — температура окружающего стенку обшивки ЛА воздуха, равная в нашем случае  $\theta_0 = 0^\circ\text{C}$ ;  $r$  — радиальная координата, направленная от оси канала молнии вдоль стенки обшивки ЛА;  $z$  — продольная координата, направленная от очага теплового воздействия молнии внутрь стенки обшивки ЛА;  $q(\tau)$  — изменяющаяся во времени усредненная плотность воздействующего на стенку обшивки ЛА теплового потока, вызванного плазменным цилиндрическим каналом искрового разряда молнии ( $\text{Вт/м}^2$ );  $F(r, z, t - \tau) = \exp[-z^2 c_0 / 4 \lambda_0 (t - \tau)] \times (t - \tau)^{-0,5} \int_0^\infty \exp[-\lambda_0 (t - \tau) v^2 / c_0] J_0(vr) J_1(vr_0) dv$ ;  $\tau, v$  — вспомогательные переменные;  $r_0(\tau)$  — текущее значение радиуса канала молнии;  $t$  — текущее время;  $t_0$  — длительность протекания импульсной или длительной составляющих тока  $i_M$  молнии;  $J_0, J_1$  — соответственно функции Бесселя первого

рода нулевого и первого порядков.

В принятой постановке решаемой задачи для усредненной плотности импульсного поверхностного теплового потока  $q(\tau) = q_0(\tau)$ , имеющего форму диска наружным радиусом  $r_0(\tau)$  и воздействующего на металлическую стенку обшивки ЛА в зоне с координатами  $z=0$  и  $0 \leq r \leq r_0(\tau)$ , в общем виде можно записать:

$$q(\tau) = i_m(\tau) \cdot U_0 \left[ \pi r_0^2(\tau) \right]^{-1}, \quad (2)$$

где  $i_m(\tau)$  — ток молнии;  $U_0$  — приэлектродное падение электрического напряжения в опорной зоне на металлической обшивке ЛА канала искрового грозового разряда.

Из теории сильноточной искры следует, что величина электрического напряжения  $U_0$  представляет собой разность электрических потенциалов на границе раздела "плазменный канал искры — металлический электрод", которая для различных АВП тока искры (молнии) и токопроводящих материалов электродов (металлической обшивки ЛА) численно составляет значение, примерно равное  $U_0 = 10$  В [8,18,24]. Тогда выражение (2) для плотности теплового потока  $q(\tau)$ , являющейся одной из основных теплофизических характеристик, определяющих численное значение превышения температуры  $\theta(r, z, t)$  в исследуемой стенке металлической обшивки ЛА, принимает такой упрощенный вид

$$q(\tau) = 10 i_m(\tau) \cdot \left[ \pi r_0^2(\tau) \right]^{-1}. \quad (3)$$

Полезной с методической стороны характеристикой для качественного анализа распределения температурного поля в стенке исследуемой обшивки ЛА является глубина проникновения  $\Delta_T$  в нее теплового потока [9], на которой превышение температуры  $\theta(r, z, t)$  уменьшается в  $e$  раз. Из (1) аналогично [10] можно получить следующее приближенное расчетное выражение для глубины проникновения  $\Delta_T$  в металлическую стенку обшивки ЛА плоского теплового потока от источника неограниченной мощности, равномерно распределенного по всей наружной поверхности стенки обшивки ЛА и действующего на нее в течение времени  $t_0$ :

$$\Delta_T = 2 \left( \lambda_0 t_0 / c_0 \right)^{1/2}. \quad (4)$$

Соотношение (4) соответствует известным в электроискровой [9,10,17] и электронно-лазерной технике [23] расчетным формулам для оценочного вычисления величины  $\Delta_T$ .

**1. Воздействие на стенку обшивки ЛА импульсной составляющей тока молнии.** В данном случае для импульсной аperiодической составляющей полного тока  $i_m(\tau)$  молнии, характеризующейся

временной формой 2/50 мкс и значением полной длительности ее протекания в  $t_0 = 500$  мкс, имеем [5,8]

$$i_m(\tau) = \beta_m I_m \left[ \exp(-\alpha_1 \tau) - \exp(-\alpha_2 \tau) \right], \quad (5)$$

где  $I_m = 200$  кА — нормированная требованиями межгосударственного ГОСТ 30585-98 [20] амплитуда импульсной составляющей полного тока искрового грозового разряда (молнии);  $\alpha_1 \approx 0,76/\tau_{\text{и}} = 1,529 \cdot 10^4 \text{ с}^{-1}$ ;  $\alpha_2 \approx 2,37/\tau_{\text{ф}} = 1,188 \cdot 10^6 \text{ с}^{-1}$ ;  $\tau_{\text{и}} = 2 \cdot 10^{-6} \text{ с}$  — длительность фронта импульсной составляющей полного тока молнии между уровнями 0,1—0,9 от его амплитуды;  $\tau_{\text{и}} = 50 \div 10^{-6} \text{ с}$  — длительность импульсной составляющей полного тока молнии на уровне 0,5 от токовой амплитуды  $I_m$ ;  $\beta_m = \left[ (\alpha_1/\alpha_2)^{\alpha_1/(\alpha_2-\alpha_1)} - (\alpha_1/\alpha_2)^{\alpha_2/(\alpha_2-\alpha_1)} \right]^{-1} = 1,072$  — нормирующий коэффициент [5,8].

Для определения при указанных допущениях на стадии протекания импульсной составляющей тока молнии  $i_m$  текущего значения радиуса  $r_0(\tau)$  канала молнии и, соответственно, радиуса  $r_{03}(\tau) = r_0(\tau)$  его круглой опорной зоны на плоской стенке обшивки ЛА воспользуемся известной формулой Брагинского для максимального радиуса сильноточного канала искрового разряда в воздухе [5,18] и принятой нами неизменностью во времени  $t$  усредненной плотности тока в канале грозового разряда. Тогда расчетное выражение для текущего радиуса  $r_0(\tau)$  канала молнии в атмосферном воздухе можно представить в следующем виде:

$$r_0(\tau) = r_{0m} \cdot \beta_m^{0,5} \cdot \left[ \exp(-\alpha_1 \tau) - \exp(-\alpha_2 \tau) \right]^{1/2}, \quad (6)$$

где  $r_{0m} = 0,093 (\rho_H / \rho_0)^{-1/6} \cdot (I_m)^{1/3} \cdot (t_m)^{1/2}$  — максимальное значение радиуса канала искрового разряда молнии (м);  $t_m = \ln(\alpha_2 / \alpha_1) / (\alpha_2 - \alpha_1)$  — время (с), соответствующее амплитуде  $I_m$  (А) импульсной составляющей полного тока молнии (при указанных выше коэффициентах ее формы  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  величина  $t_m$  численно составляет значение, равное примерно  $t_m = 3,71$  мкс, а  $r_0(t_m) = r_{0m}$ );  $\rho_H$  — плотность воздуха (кг/м<sup>3</sup>) на высоте  $H$  над поверхностью земли (уровнем моря);  $\rho_0$  — плотность воздуха при атмосферном давлении  $1,013 \cdot 10^5$  Па и температуре  $0^\circ \text{C}$ , равная  $1,293 \text{ кг/м}^3$  (в нашем случае  $\rho_H / \rho_0 = 1$ ) [16].

В результате для рассматриваемого случая после подстановки выражений (3)—(6) в (1) для превышения температуры  $\theta(r, z, t)$  материала стенки обшивки ЛА на стадии воздействия на нее в воздухе ( $\rho_H / \rho_0 = 1$ ) импульсной составляющей то-

ка молнии  $i_M(\tau)$  за время длительности  $t=t_0=500$  мкс ее протекания в безразмерном виде получаем

$$\theta^*(r^*, z^*, t_0^*) = \left[ \frac{10\beta_m^{0.5} I_m c_0 \beta_0}{\pi^{3/2} \lambda_0 r_{om}} \right] \int_0^{t_0^*} \left[ \exp(-\alpha_1^* \tau^*) - \exp(-\alpha_2^* \tau^*) \right]^{0.5} \cdot F(r^*, z^*, t_0^* - \tau^*) d\tau^*, \quad (7)$$

где

$$F(r^*, z^*, t_0^* - \tau^*) = \exp[-(z^*)^2 / 4(t_0^* - \tau^*)] (t_0^* - \tau^*)^{-0.5} \times \int_0^\infty \exp[-(t_0^* - \tau^*)(v^*)^2] J_0(v^* r^*) J_1(v^* r_0^*) dv^*;$$

$$\theta^*(r^*, z^*, t_0^*) = \theta(r^*, z^*, t_0^*) / \theta_b; \quad \theta_b = (c_0 \beta_0)^{-1} \text{ — базисная температура; } r^* = r / r_{om}; \quad z^* = z / r_{om}; \\ r_0^* = r_0(\tau) / r_{om}; \quad t_0^* = t_0 / t_b; \quad \tau^* = \tau / t_b; \quad \alpha_1^* = \alpha_1 \cdot t_b; \\ \alpha_2^* = \alpha_2 \cdot t_b; \quad t_b = c_0 r_{om}^2 / \lambda_0 \text{ — базисное время; } v^* = v \cdot r_{om}.$$

На рис. 2 приведена безразмерная графическая зависимость  $\theta^*(r^*, z^*, t_0^*)$ , построенная по (7) в случае воздействия импульсной составляющей тока молнии  $i_M(\tau)$  согласно (5) на алюминиевую стенку обшивки ЛА при следующих исходных расчетных данных для рассматриваемой электротепловой задачи [8,10,14]:  $I_m = 200$  кА;  $\alpha_1 = 1,529 \cdot 10^4$  с<sup>-1</sup>;  $\alpha_2 = 1,188 \cdot 10^6$  с<sup>-1</sup>;  $t_m = 3,71$  мкс;  $\beta_m = 1,072$ ;  $t_0 = 500$  мкс;  $r_{om} = 10,48$  мм;  $c_0 = 2,7 \cdot 10^6$  Дж/м<sup>3</sup>·°С;  $\beta_0 = 2,14 \cdot 10^{-9}$  м<sup>3</sup>/Дж;  $\theta_b = 173$  °С;  $\lambda_0 = 240$  Дж/м·с·°С;  $h = 10$  мм. На рис. 2 для кривой 1 —  $z^* = 0$ ; 2 —  $z^* = 0,02$ ; 3 —  $z^* = 0,03$ ; 4 —  $z^* = 0,04$ . Из данных рис. 2 видно, что за время действия  $t_0$  на алюминиевую стенку обшивки ЛА импульсной составляющей тока молнии  $i_M$  с принятыми АВП максимальное значение превышения температуры ее материала в эпицентре электротермического воздействия ( $z^* = 0$ ;  $r^* = 0$ ) составляет около  $\theta(0,0,t_0) = 39,3 \cdot \theta_b = 6799$  °С. Такого превышения температуры за время электротеплового воздействия  $t_0 = 500$  мкс под опорной зоной канала молнии

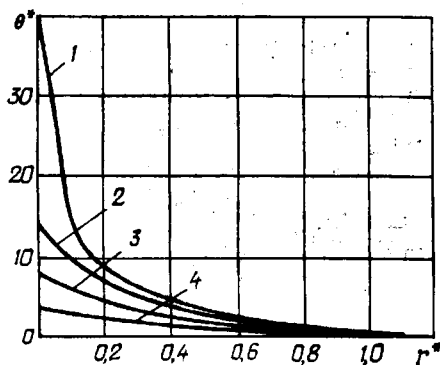


Рис. 2

вполне достаточно для расплавления, испарения и последующего локального разрушения поверхностного слоя алюминиевой стенки обшивки ЛА. Заметим, что температура плавления  $\theta_{п}$  для алюминиевой обшивки ЛА равна  $\theta_{п} = 658$  °С, а температура ее кипения составляет  $\theta_{к} = 2447$  °С [7,16]. Из-за принятого согласно (6) изменения во времени текущего радиуса канала молнии в этом случае поверхностная температура в опорной зоне канала с сильноточной импульсной токовой компонентой грозового разряда испытывает резкое радиальное затухание (кривая 1 на рис. 2). Такое радиальное изменение превышения поверхностной температуры  $\theta^*(r^*, z^*, t_0^*)$  алюминиевой стенки обшивки ЛА существенно отличается от известных экспериментальных результатов радиального распределения температуры в невозмущенной плазменной области сильноточного канала воздушного искрового разряда микросекундной длительности, удаленной от металлического электрода плоской формы [22].

С увеличением глубины слоев материала стенки наблюдается экспоненциальный спад превышения рассматриваемой температуры  $\theta^*(r^*, z^*, t_0^*)$  с сохранением указанной выше закономерности ее радиального изменения (кривые 2—4 на рис. 2 и кривая 1 на рис. 3 для  $r = 0$ ). На рис. 3 приняты следующие обозначения: сплошная кривая 1 —  $\theta^*(0, z^*, t_0^*)$ , а пунктирная прямая 2 —  $\theta_{п}^* = \theta_{п} / \theta_b = 3,8$ . Причем, согласно сплошной кривой 1 и пунктирной прямой 2 на рис. 3, проплавление исследуемой металлической стенки обшивки ЛА за счет действия импульсной составляющей тока молнии  $i_M$  происходит на глубину  $h_{п}$  не более  $h \leq 0,4$  мм.

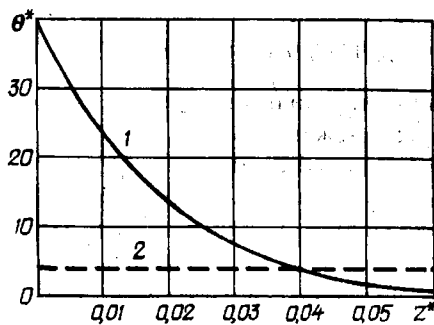


Рис. 3

Сравнение рассчитанных по формулам (1), (7) и ранее полученных опытных данных для превышения температуры  $\theta^*(r^*, z^*, t_0^*)$  применительно к воздействию на плоский толстостенный образец дуралюминовой обшивки ЛА ( $h = 10$  мм;  $c_0 = 2,7 \cdot 10^6$  Дж/м<sup>3</sup>·°С;  $\beta_0 = 2,14 \cdot 10^{-9}$  м<sup>3</sup>/Дж;  $\theta_b = 173$  °С;  $\lambda_0 = 240$  Дж/м·с·°С) импульсной составляющей тока сильноточного канала воздушного

искрового разряда ( $I_m = 100$  кА;  $t_m = 4,375$  мкс;  $t_0 = 500$  мкс;  $r_{0m} = 9,03$  мм), полученной с помощью разряда генератора импульсных токов (ГИТ) высоковольтной моделирующей установки [7], свидетельствует об их хорошем соответствии. Так, для приведенных выше исходных данных при  $z^* = 0,034$  ( $z = 0,31$  мм) расчетная по (7) температура  $\theta_t(0, z, t_0)$  стенки опытного дуралюминового образца обшивки ЛА в эпицентре электротеплового воздействия на нее канала импульсного искрового разряда составляет примерно  $\theta_t(0, z, t_0) = 475^\circ\text{C}$ , а экспериментально зафиксированная косвенным металлографическим путем — около  $\theta_t(0, z, t_0) = 500^\circ\text{C}$ . Интересно отметить, что при этом опытное определение температуры  $\theta_t(0, z, t_0)$  базировалось на результатах измерения согласно требованиям ГОСТ 9450-60 по глубине образца стенки дуралюминовой обшивки ЛА микротвердости, зависящей от температурного состояния ее материала [7]. Указанные выше результаты дают нам предварительное основание считать расчетные соотношения (1) и (7) вполне работоспособными и отражающими на стадии протекания импульсной составляющей тока молнии основные закономерности распределения двумерного температурного поля в области круговой зоны привязки ее канала на металлической обшивке ЛА (их прямая экспериментальная проверка с учетом полученных авторами опытных данных приведена ниже в отдельном подразделе). Отметим, что в выражениях (1) и (7) при численном интегрировании внутреннего несобственного интеграла  $\int_0^{\infty} F(x) dx$  была использована стандартная блок-схема вычисления интеграла от  $F(x)$  методом Симпсона [12], а вычисление наружного определенного интеграла вида  $\int_0^{t_0^*} f(\tau) d\tau$  выполнялось с использованием квадратурной формулы Гаусса-Лежандра [12].

Итак, в соответствии с полученными расчетными данными следует, что импульсная составляющая тока молнии  $i_m$  с принятыми АВП ( $I_m = 200$  кА;  $t_0 = 500$  мкс) может приводить к локальному проплавлению алюминиевой стенки обшивки ЛА на глубину  $h_{\text{п}} \leq 0,4$  мм ( $0 \leq z^* \leq 0,038$ ). Заметим, что при этом согласно (4) глубина проникновения  $\Delta_T$  в алюминиевую стенку обшивки ЛА теплового потока от сильноточного канала молнии принимает численное значение, примерно равное  $\Delta_T = 0,42$  мм, а в соответствии с (3) величина усредненной плотности  $q_0(t)$  поверхностного теплового потока от сильноточного плазменного канала молнии оказывается примерно равной  $q_0(t) = I_m \cdot U_0 / \pi r_{0m}^2 = 5,79 \cdot 10^9$  Вт/м<sup>2</sup>. Тем не менее, учитывая определяющий характер импульсной составляющей пол-

ного тока молнии  $i_m$  на развитие электромагнитной обстановки вне и внутри ЛА и на формирование при ПУМ картин ударных электродинамических нагрузок и механических напряжений в стенке обшивки ЛА [5,6,11], пренебрегать ее влиянием на электромагнитную безопасность полетов ЛА в электрически активной атмосфере все же не следует. В дальнейшем для упрощения тепловых расчетов рассмотрим независимое электротепловое действие на исследуемую стенку обшивки ЛА длительной слаботочной составляющей тока молнии  $i_m$ , не учитывающее результатов предыдущего теплового воздействия на эту же стенку импульсной сильноточной составляющей тока грозового разряда.

**2. Воздействие на стенку обшивки ЛА длительной составляющей тока молнии.** Экспериментальные данные по имитационному воздействию длительной составляющей тока молнии  $i_m$  в воздушной двухэлектродной разрядной системе на испытываемый плоский алюминиевый образец-электрод (анод), характеризующейся неизменной во времени  $t$  амплитудой  $I_m = 200$  А и значением ее длительности  $t_0 = 1000$  мс, свидетельствуют о том, что для этого случая электротермического нагружения алюминиевой обшивки ЛА можно использовать следующую эмпирическую зависимость максимального радиуса  $r_{0m}$  (м) канала воздушного электрического разряда от величины протекающего в нем тока  $I_m$  (А) [3]:

$$r_{0m} = 0,11 \cdot 10^{-3} (I_m)^{0,5} \approx 1,55 \text{ мм.} \quad (8)$$

После подстановки в выражение (7) заданных численных значений соответствующих коэффициентов и АВП длительной составляющей полного тока молнии  $i_m$  и численного интегрирования в нем следует, что максимальное значение превышения температуры  $\theta^*(r^*, z^*, t_0^*)$  материала стенки алюминиевой обшивки ЛА ( $h = 10$  мм) в эпицентре электротермического воздействия ( $r = 0$ ;  $z = 0$ ) в конце протекания длительной составляющей тока в канале воздушного грозового разряда окажется примерно равным  $\theta(0,0,t_0) = 9,34 \theta_b = 1616^\circ\text{C}$  (кривая 1 на рис. 4). На рис. 4 для кривой 1 —  $z^* = 0$ ; 2 —  $z^* = 0,2$ ; 3 —  $z^* = 0,5$ ; 4 —  $z^* = 1,0$ . Такая поверхностная температура материала стенки под плоской

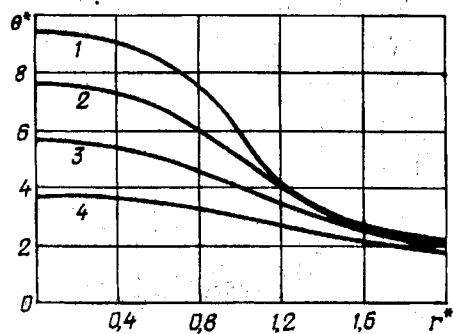


Рис. 4

круговой областью теплового излучения от плазмы канала разряда вызывает интенсивную электрическую эрозию, изменение агрегатного состояния материала стенки и соответственно локальное разрушение наружной поверхности стенки алюминиевой обшивки ЛА. При этом усредненная плотность  $q_0(t)$  поверхностного теплового потока от рассматриваемого канала воздушного электрического разряда ( $r_{0m} = 1,55$  мм) к исследуемой стенке обшивки ЛА оказывается приблизительно равной  $q_0(t) = I_m \cdot U_0 / \pi r_{0m}^2 = 2,65 \cdot 10^8$  Вт/м<sup>2</sup>.

Из данных рис. 4 видно, что на стадии воздействия в течение времени  $t_0 = 1$  с на алюминиевую обшивку ЛА длительной составляющей тока молнии амплитудой  $I_m = 200$  А с каналом постоянного радиуса  $r_{0m}$  в отличие от хода температурных кривых 1–4 на рис. 2 для импульсной составляющей тока молнии с изменяющимся во времени радиусом  $r_0(\tau)$  канала сильноточной искры наблюдается существенно меньшее радиальное изменение превышения ее температуры  $\theta^*(r^*, z^*, t_0^*)$  под опорной зоной канала разряда. В этом случае из-за неизменного во времени радиуса  $r_{0m}$  канала электрического разряда с длительной составляющей тока молнии  $i_m$  происходит менее интенсивное радиальное перераспределение или своего рода радиальное "размытие" температуры вдоль рассматриваемой круговой зоны стенки. При этом по сравнению со случаем воздействия импульсной составляющей тока молнии  $i_m$  за счет существенного возрастания времени токового воздействия  $t_0$  на радиальное распределение превышения температуры  $\theta^*(r^*, z^*, t_0^*)$  большее влияние начинает оказывать теплопроводность материала стенки обшивки ЛА (кривые 1–4 на рис. 4). Из-за этого температурное поле "выходит" за пределы опорной зоны канала разряда радиусом  $r_{0m}$  и "охватывает" своим действием больший круговой участок обшивки ЛА. Что касается расчетной величины глубины проникновения  $\Delta_T$  температурного поля в стенку, то она согласно формуле (4), принимает численное значение около  $\Delta_T = 19$  мм. Здесь необходимо указать то, что оцененные значения  $\Delta_T$  для рассматриваемых составляющих тока молнии  $i_m$  соответствуют идеализированному случаю, при котором на всей наружной поверхности обшивки ЛА (а не в локальной круговой области радиусом  $r_0(\tau)$  под каналом молнии с ограниченной мощностью теплового источника) в течение времени  $t_0$  их действия поддерживается постоянство некоторого превышения температуры  $\theta^*(r^*, 0, t_0^*)$  и не учитывается его изменения из-за временного изменения радиуса токового канала и импульсного отвода тепла из эпицентра воздействия ПУМ в направлении координат  $r$  и  $z$ . В этой связи указанные значения  $\Delta_T$  для решаемой задачи следует рассматривать только в виде качественных данных и использовать их целесообразно

лишь для тепловых полей, создаваемых токами микросекундной длительности. На это, кстати, прямо указывают приведенные данные расчетов для  $\theta^*(r^*, z^*, t_0^*)$  и  $\Delta_T$  применительно к импульсной компоненте тока молнии. Поэтому, несмотря на такое большое расчетное значение  $\Delta_T = 19$  мм, согласно сплошной кривой 1 для  $\theta^*(0, z^*, t_0^*)$  при  $r^* = 0$  и пунктирной прямой 2 для  $\theta_{\text{п}}^* = \theta_{\text{п}} / \theta_b = 3,8$  на рис. 5 в случае воздействия на алюминиевую стенку обшивки ЛА длительной составляющей тока молнии с принятыми АВП расчетная глубина ее проплавления  $h_{\text{п}}$  не превышает 1,5 мм ( $0 \leq z^* \leq 0,95$ ).

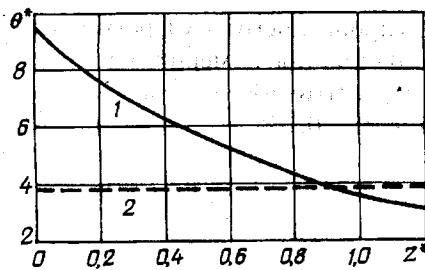


Рис. 5

**3. Экспериментальная проверка полученных результатов.** Вначале на действующем мощном ГИТ на номинальное напряжение  $\pm 50$  кВ (ГИТ-50) с разрядной цепью, собранной по классической схеме емкостного накопителя энергии (ЕНЭ) [7,15], были проведены эксперименты по имитационному воздействию импульсной компоненты тока молнии  $i_m$  на размещенные в атмосферном воздухе образцы обшивки ЛА толщиной  $h = 2$  мм и размерами в плане  $0,5 \times 0,5$  м<sup>2</sup>, изготовленные из алюминиевого сплава АМц. Теплофизические характеристики  $\lambda_0, \beta_0$  и  $c_0$  этого сплава имели следующие значения [16,23]:  $\lambda_0 = 180$  Дж/м·с·°С;  $\beta_0 = 1,95 \cdot 10^{-9}$  м<sup>3</sup>/Дж;  $c_0 = 2,97 \cdot 10^6$  Дж/м<sup>3</sup>·°С.

На рис. 6 показана осциллограмма полученной на ГИТ-50 (электрическая емкость ЕНЭ — 336

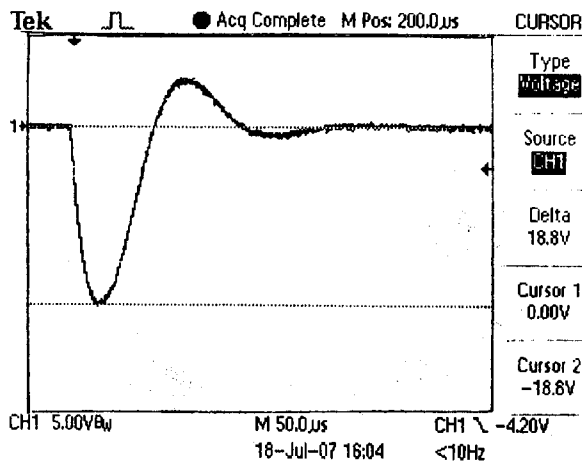


Рис. 6

мкФ; индуктивность — 2,05 мкГн; активное сопротивление — 0,061 Ом; номинальная запасаемая энергия — 420 кДж) импульсной составляющей имитированного тока молнии отрицательной полярности амплитудой  $I_m = 18,8 \cdot 11261 = 212$  кА (зарядное отрицательное напряжение ЕНЭ — 27 кВ; запасаемая в ЕНЭ энергия — 123 кДж; масштаб по вертикали — 5 В/дел; масштаб по горизонтали — 50 мкс/дел), интеграл действия тока которой имел нормированное значение  $J_{dA} = 2,09 \cdot 10^6$  А<sup>2</sup>·с [20, 24]. Измерение АВП воздействующей на исследуемые опытные образцы обшивки ЛА импульсной компоненты тока молнии было выполнено при помощи разработанного в НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" и прошедшего государственную метрологическую аттестацию измерительного коаксиального шунта типа ШК-300, имеющего активное сопротивление  $R_{ш} = 0,185 \cdot 10^{-3}$  Ом и два согласованных выхода с коэффициентами преобразования 5642 А/В (выход №1) и 11261 А/В (выход №2), и цифрового осциллографа типа Tektronix TDS 1012.

На рис. 7 показан общий вид типичной зоны электротермического разрушения испытываемых образцов обшивки ЛА после воздействия на них указанной импульсной составляющей тока молнии. Обследование зоны повреждения примененных образцов показало, что при этом наибольшее значение глубины проплавления их стенки (образовавшейся "лунки") составило примерно  $h_{п} = 0,15$  мм, а радиуса оплавленной "лунки" — около 26 мм. В результате математического моделирования на основе предложенной тепловой модели указанного токового воздействия на образец обшивки ЛА из алюминиевого сплава АМц толщиной  $h = 2$  мм было установлено, что расчетная глубина наибольшего проплавления его стенки от действия используемой импульсной токовой компоненты молнии составляет около  $h_{п} = 0,1$  мм. Максимальное значение расчетного радиуса оплавленной "лунки" на стенке образца для данной составляющей тока молнии согласно (6) оказывается равным около 28 мм.

Затем при помощи ГИТ-5, построенного также

на базе ЕНЭ (электрическая емкость — 45,36 мФ; индуктивность — 11,43 мГн; активное сопротивление — 4,74 Ом; номинальная запасаемая энергия — 567 кДж), были осуществлены экспериментальные исследования имитационного воздействия длительной компоненты тока молнии на размещенные в атмосферном воздухе указанные выше опытные образцы обшивки ЛА из алюминиевого сплава АМц различной толщины  $h$  (2, 3, 4 и 6 мм).

На рис. 8 показана осциллограмма полученной на ГИТ-5 длительной составляющей имитированного аperiodического тока молнии ( $t_0 = 1000$  мс) отрицательной полярности амплитудой  $I_m = 0,15 \cdot 5642 = 846$  А (зарядное отрицательное напряжение ЕНЭ — 4,1 кВ; запасаемая в ЕНЭ энергия — 381 кДж; масштаб по вертикали — 50 мВ/дел; масштаб по горизонтали — 100 мс/дел), имеющей нормированное значение переносимого электрического заряда около  $q_C = 207$  Кл. При регистрации этой составляющей тока молнии на цифровом осциллографе типа Tektronix TDS 1012 был использован указанный выше измерительный коаксиальный шунт типа ШК-300 с выходом №1.

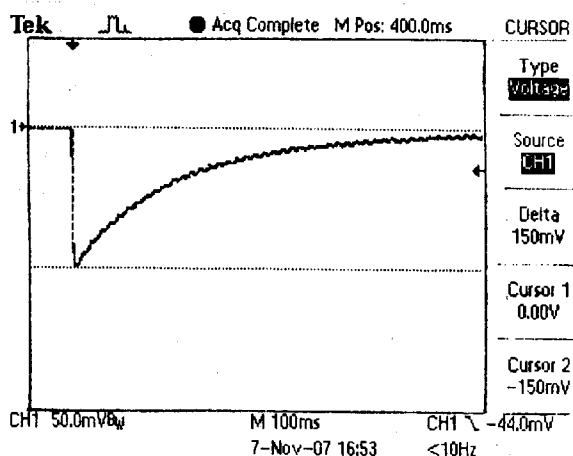


Рис. 8

На рис. 9 показан общий вид зоны сквозного прожога исследуемого плоского образца обшивки



Рис. 7



Рис. 9



ЛА толщиной  $h=2$  мм, образованной воздействием на него длительной компоненты имитированного тока молнии с указанными АВП. Согласно выполненным замерам радиус зоны проплавления на наружной поверхности стенки этого образца составил примерно  $r_{\text{пн}} = 3$  мм, а на внутренней — около  $r_{\text{пв}} = 1$  мм. Результаты моделирования при помощи соответствующей нашей тепловой модели такого электротеплового воздействия на исследуемый образец свидетельствуют о том, что для этого случая расчетные значения указанных радиусов проплавления в его стенке примерно составляют:  $r_{\text{пн}} = 2,6$  мм и  $r_{\text{пв}} = 0,9$  мм. Проведенные в дальнейшем эксперименты показали, что при действии имитированной с помощью ГИТ-5 длительной составляющей тока молнии с аналогичными АВП ( $I_m = 846$  А;  $t_0 = 1000$  мс) на испытываемый образец из алюминиевого сплава АМц с толщиной стенки  $h=6$  мм коническая "лунка" ее проплавления (с круглым основанием на наружной поверхности образца) характеризуется входным радиусом около  $r_{\text{пн}} = 2$  мм и глубиной не более  $h_{\text{п}} = 4$  мм (рис. 10). Итак, выполненные эксперименты подтверждают работоспособность предложенных тепловых моделей для оценки термического действия на металлическую обшивку ЛА импульсной и длительной составляющих тока молнии.

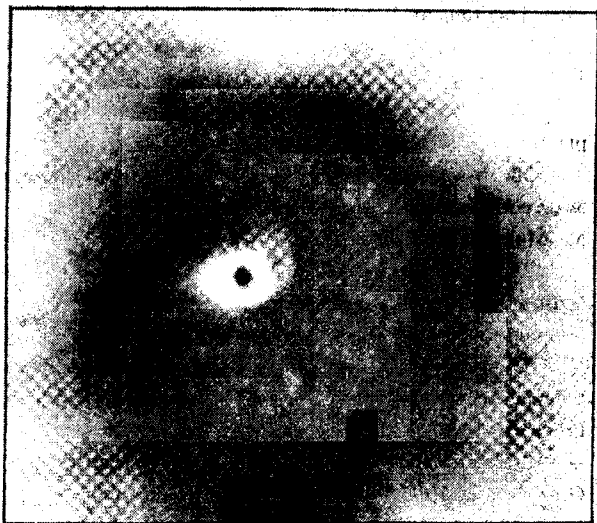


Рис. 10

**Выводы.** 1. Разработаны и апробированы приближенные математические модели двумерного температурного поля толстой стенки металлической обшивки ЛА толщиной  $h$  в области опорной круговой зоны плазменного канала молнии, воздействующего в атмосферном воздухе на ее наружную плоскую поверхность с изменяющимся во времени наружным радиусом  $r_0(t)$  на стадии протекания импульсной составляющей тока грозового разряда и с неизменным во времени наружным радиусом  $r_{0m}$  на стадии протекания длительной со-

ставляющей тока этого электрического разряда.

2. Показано, что импульсная составляющая полного тока молнии  $i_m$  временной формы  $2/50$  мкс, характеризующаяся токовой амплитудой  $I_m = 200$  кА и полной длительностью ее протекания  $t_0 = 500$  мкс, осуществляет в круговой опорной зоне рассматриваемого канала молнии оплавление и разрушение толстой алюминиевой стенки обшивки ЛА на глубину не более  $h_{\text{п}} \leq 0,4$  мм. Несмотря на это, с учетом накопленного опыта эксплуатации ЛА в условиях грозовой деятельности пренебрегать влиянием импульсной составляющей тока молнии  $i_m$  с принятыми АВП на протекающие параллельно электротермическим процессам при ПУМ в металлической стенке обшивки ЛА интенсивные электромагнитные и электромеханические процессы и соответственно на показатели электромагнитной безопасности полетов ЛА нельзя.

3. Установлено, что длительная составляющая полного тока молнии  $i_m$ , характеризующаяся неизменной токовой амплитудой  $I_m = 200$  А и длительностью ее протекания  $t_0 = 1000$  мс, вызывает в круговой опорной зоне канала молнии радиусом  $r_{0m}$  и вблизи нее интенсивную электрическую эрозию толстой металлической стенки, агрегатные изменения в материале обшивки ЛА и может приводить к проплавлению алюминиевой стенки обшивки ЛА на глубину не более  $h_{\text{п}} \leq 1,5$  мм.

4. Выполненное сравнение результатов расчета по предложенным формулам (1) и (7) превышения температуры импульсного нагрева  $\theta(r, z, t_0)$  образцов обшивки ЛА из алюминиевого сплава АМц с толщиной стенки от 2 до 6 мм в случае воздействия на нее в атмосферном воздухе импульсной или длительной составляющих тока молнии с нормированными АВП и результатов, проведенных авторами с помощью мощных ГИТ, генерирующих указанные токовые компоненты молнии, соответствующих экспериментов, подтверждает работоспособность предложенных приближенных математических моделей двумерного температурного поля в локальной круговой зоне прямого термического действия канала молнии на металлическую обшивку ЛА.

5. Полученные результаты приближенного расчета двумерного температурного поля в плоской стенке металлической обшивки ЛА при ПУМ и выполненные эксперименты по определению термического действия основных компонент тока грозовых разрядов позволяют заключить, что при ПУМ с принятыми нормированными АВП рассмотренных составляющих полного тока молнии  $i_m$  для обеспечения ее электротермической стойкости и соответственно электромагнитной безопасности полетов ЛА в земной атмосфере в условиях протекания в ней мощных грозовых электрических разрядов минимальная толщина алюминиевой стенки обшивки планера ЛА должна примерно составлять не менее 4 мм. Данная прак-

тическая рекомендация не противоречит действующим в авиационной промышленности требованиям по комплексному выбору толщины металлической обшивки ЛА, учитывающему в настоящее время, прежде всего, ее механическую стойкость.

1. *Абрамов Н.Р.* Исследование приэлектродных областей дуги, свободно горящей в воздухе // Известия вузов СССР. Энергетика. — 1985. — №9. — С. 45—47.

2. *Абрамов Н.Р., Кужекин И.П., Ларионов В.П.* Характеристики проплавления стенок металлических объектов при воздействии на них молнии // Электричество. — 1986. — №11. — С. 22—27.

3. *Абрамов Н.Р., Кужекин И.П.* К расчету нагрева стенок металлических объектов при воздействии на них молнии // Электричество. — 1990. — №5. — С. 56—59.

4. *Баранов М.И., Бондина Н.Н.* Нестационарные электромагнитные и тепловые процессы в цилиндрических проводниках при воздействии на них молнии // Электричество. — 1992. — №10. — С. 9—15.

5. *Баранов М.И.* Моделирование электромагнитного эффекта при прямом ударе молнии в металлическую обшивку летательного аппарата // Техн. электродинамика. — 1999. — №1. — С. 16—21.

6. *Баранов М.И.* Моделирование электромеханического эффекта при прямом ударе молнии в металлическую обшивку летательного аппарата // Вісник Національного технічного університету "ХПІ". Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Електроенергетика і перетворююча техніка. — Харків: НТУ "ХПІ". — 2002. — №7. — С. 58—70.

7. *Баранов М.И., Белозеров В.В., Кравченко В.И. и др.* Экспериментальные исследования электротеплового воздействия импульсного сильноточного искрового разряда на металлическую обшивку летательного аппарата // Техн. электродинамика. — 2003. — №1. — С. 3—7.

8. *Баранов М.И.* Расчет кратера электротеплового разрушения на металлической обшивке летательного аппарата при прямом ударе в нее молнии // Электротехника і електромеханіка. — 2003. — №4. — С. 101—103.

9. *Баранов М.И.* Расчет глубины проникновения температурного поля в массивный проводник с переменным током // Электротехника і електромеханіка. — 2004. — №2. — С. 74—79.

10. *Баранов М.И.* Одномерная электротепловая задача для

металлической обшивки летательного аппарата при воздействии на нее молнии // Электротехника і електромеханіка. — 2007. — №1. — С. 56—61.

11. *Борисов Р.К., Григорьев О.А., Ларионов В.П.* Методы испытания бортового оборудования летательных аппаратов на молниестойкость // Электричество. — 1993. — №7. — С. 21—27.

12. *Волков Е.А.* Численные методы. Учебное пособие для ВУЗов. — М.: Наука, 1987. — 248 с.

13. *Карслоу Г., Егер Д.* Теплопроводность твердых тел. — М.: Наука, 1964. — 487 с.

14. *Кнопфель Г.* Сверхсильные импульсные магнитные поля. — М.: Мир, 1972. — 391 с.

15. *Кравченко В.И., Болотов Е.А., Летунова Н.И.* Радиоэлектронные средства и мощные электромагнитные помехи / Под ред. В.И. Кравченко. — М.: Радио и связь, 1987. — 256 с.

16. *Кухлинг Х.* Справочник по физике / Пер. с нем. под ред. Е.М. Лейкина. — М.: Мир, 1982. — 520 с.

17. *Кучерявая И.Н.* Тепловой анализ процесса электротермической обработки гранул // Техн. электродинамика. — 2003. — №2. — С. 67—71.

18. *Лозанский Э.Д., Фирсов О.Б.* Теория искры. — М.: Атомиздат, 1975. — 272 с.

19. *Лыков А.В.* Теория теплопроводности. — М.: Высшая школа, 1967. — 599 с.

20. *Межгосударственный ГОСТ 30585-98.* Стойкость к воздействию грозовых разрядов. Технические требования и методы испытаний / Рук. разработки — В.И. Кравченко. — Киев: Госстандарт Украины, 1998. — 27 с.

21. *Райзер Ю.П.* Физика газового разряда. — М.: Наука, 1987. — 592 с.

22. *Романенко И.Н.* Импульсные дуги в газах. — Чебоксары: Чуваш. госуд. ун-т, 1976. — 136 с.

23. *Рыкалин Н.Н., Углов А.А., Зуев И.В. и др.* Лазерная и электронно-лазерная обработка материалов. Справочник. — М.: Машиностроение, 1985. — 496 с.

24. *Юман М.А.* Естественная и искусственно инициированная молния и стандарты на молниезащиту // Труды американского ИИЭР. — 1988. — №12. — С. 5—26.

25. *Baranov M.I., Bondina N.N., Neskorođov G.F.* Numerical Calculation of Nonstationary Electromagnetic and Thermal Processes under Action of Lightning Channel on the Metal Objects. — 9-th International Symposium on High Voltage Engineering. Graz, Austria, 1995. — №6806. — Vol. 6. — Pp. 6806-1—6806-4.

Надійшла 04.01.2007

## О моделировании обратимых процессов намагничивания ферромагнетиков

Проведено сравнение способов определения обратимой составляющей намагниченности  $J_{rev}$  в известной модели Джайльса-Эйсертона (Jiles-Atherton) на основе интегрирования обратимой магнитной восприимчивости. Рассмотрен вопрос определения напряженности внутреннего магнитного поля в ферромагнетике, при изменениях которого  $J_{rev}$  изменяется обратимо в термодинамическом смысле. Показано, что применяемый в модели Джайльса-Эйсертона способ определения  $J_{rev}$  может приводить к результатам, существенно отличающимся от действительных. Наиболее точные результаты определения  $J_{rev}$  могут быть получены лишь на основе интегрирования на определенном интервале найденных экспериментально зависимостей обратимой магнитной восприимчивости от напряженности внешнего магнитного поля.

Проведено порівняння способів визначення оборотної складової намагніченості  $J_{rev}$  у відомій моделі Джайльса-Ейсерсона (Jiles-Atherton) на основі інтегрування оборотної магнітної сприйнятливості. Розглянуто питання визначення напруженості внутрішнього магнітного поля у ферромагнетик, при змінах якого  $J_{rev}$  змінюється оборотно у термодинамічному розумінні. Показано, що спосіб визначення  $J_{rev}$ , який застосовується у моделі Джайльса-Ейсерсона, може приводити до результатів, які відрізняються від дійсних. Найбільш точні результати можуть бути одержані лише на основі інтегрування знайдених експериментально залежностей оборотної магнітної сприйнятливості від напруженості зовнішнього магнітного поля на певному інтервалі.

**Введение.** Для моделирования процессов намагничивания ферромагнетиков наиболее часто применяются две модели — Преисаха (Preisach) [23] и Джайльса-Эйсертона (D.C.Jiles, D.L.Atherton) [17]. Приведем лишь несколько примеров применения Джайльса-Эйсертона модели (ДЭМ). С ее помощью проводится расчет нелинейных магнитных систем в программе-имитаторе PSpice, которая служит для моделирования и анализа электронных схем. ДЭМ применяется при проведении численных расчетов с помощью метода конечных элементов (например, [8, 24]). В [7] описана возможность применения ДЭМ для проектирования гистерезисного электродвигателя.

Общепринятым является разделение процессов намагничивания на обратимые и необратимые. Необратимые процессы всегда связаны с потерями энергии, а обратимые происходят без них. Намагниченность  $J$  представляется как сумма двух составляющих — обратимой  $J_{rev}$  и необратимой  $J_{irr}$  [17].

Дифференциальная необратимая магнитная восприимчивость в ДЭМ определяется по формуле

$$\frac{dJ_{irr}}{dH} = \frac{J_{an} - J_{irr}}{\delta k - \alpha (J_{an} - J_{irr})}, \quad (1)$$

где  $H$  — напряженность внешнего магнитного поля,  $k$  — параметр, характеризующий потери в ферромагнетике,  $\alpha$  — коэффициент, характеризующий междоменное взаимодействие ("interdomain coupling") [17],  $\delta = 1$  при  $dH/dt > 0$  и  $\delta = -1$  при  $dH/dt < 0$ .

$J_{an}$  определяется из уравнения

$$J_{an}(H) = J_S L(H_{ef}/a), \quad (2)$$

где  $L(x) = \coth(x) - 1/x$  — функция Ланжевена,  $J_S$  — намагниченность насыщения,  $H_{ef}$  — напряженность эффективного магнитного поля в ферромагнетике. В рассматриваемом случае  $H_{ef} = H + \alpha J_{an}$ . Параметр формы безгистерезисной кривой  $a$  равен  $Nk_b T / \mu_0 J_S$ , где  $N$  — плотность доменов в намагниченном состоянии ферромагнетика [25],  $k_b$  — постоянная Больцмана,  $T$  — температура,  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м.

Обратимая составляющая намагниченности  $J_{rev}$  в ДЭМ определяется выражением

$$J_{rev} = c (J_{an} - J_{irr}), \quad (3)$$

где коэффициент  $c$  равен отношению начальной дифференциальной восприимчивости для нормальной ( $\chi_{Onorm}$ ) и безгистерезисной ( $\chi_{Oan}$ ) кривых намагничивания, то есть  $c = \chi_{Onorm} / \chi_{Oan}$ . При этом считается, что  $c$  — константа. В [28] это положение подвергнуто критике и показано, что величина  $c$  должна изменяться по мере изменения магнитного состояния ферромагнетика. Подобный результат приведен и в [19], где показано, что наилучшее соответствие между расчетными и экспериментальными данными достигается при учете зависимости  $c$  от  $H$ . При этом в обеих работах приводятся данные, что в процессе намагничивания ферромагнетика величина  $c$  может изменяться при-

мерно на порядок. Это показывает, что вопрос определения  $J_{rev}$  в ДЭМ требует уточнения.

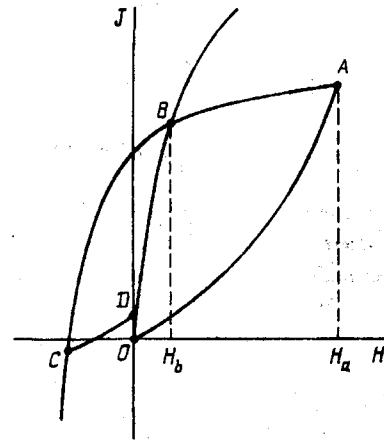
Известен другой способ определения  $J_{rev}$ . Так как обратимая магнитная восприимчивость  $\chi_{rev} = \partial J_{rev} / \partial H$  при  $J_{irr} = \text{const}$  [11], то изменение обратимой составляющей намагниченности  $\Delta J_{rev}$  при изменении  $H$  от  $H_1$  до  $H_2$  определяется как

$$\Delta J_{rev} = \int_{H_1}^{H_2} \chi_{rev} dH. \quad (4)$$

В [11] показано, что (4) справедливо лишь при условии, что на интервале интегрирования выполняется условие  $J_{irr} = \text{const}$ . По поводу определения  $J_{rev}$  на основе интегрирования зависимости  $\chi_{rev}(H)$  в [9] указывается, что определенная таким образом составляющая  $J_{rev}$  не является обратимой (в термодинамическом смысле) при изменениях  $H$ . Известно, что в общем случае зависимость  $J_{rev}(H)$  при циклических изменениях  $H$  обладает гистерезисом [5]. В [9] полагается, что  $J_{rev}$  — обратима (в термодинамическом смысле) относительно изменений напряженности некоторого эффективного внутреннего магнитного поля, напряженность  $H_{eff}$  которого равна  $H_{eff} = H + mJ$ , где  $m$  — коэффициент. Видно сходство выражений для  $H_{eff}$  и  $H_{ep}$  далее будет рассмотрено, чем они различаются.

В настоящей работе проведено сравнение значений  $J_{rev}$ , определяемых по (3) и по выражению, сходному с (4). Также рассмотрен вопрос определения напряженности внутреннего магнитного поля в ферромагнетике, относительно которого  $J_{rev}$  изменяется обратимо в термодинамическом смысле (то есть  $J_{rev}$  является однозначной функцией такой напряженности и  $J_{rev} = 0$ , когда эта напряженность равна нулю).

**Внутреннее размагничивающее поле ферромагнетика.** Из названия "обратимое намагничивание" вроде бы должно следовать, что если  $H$  увеличилась от 0 до некоторого максимального  $H_a$ , а затем снова уменьшилась до 0, то  $J_{rev}$  должна сначала возрасти от нулевой до максимальной величины, обозначим ее  $J_{reva}$ , а затем снова принять нулевое значение.  $J_{irr}$ , достигнув максимального значения, обозначим его  $J_{irra}$ , после уменьшения  $H$  до нуля определяет величину остаточной намагниченности  $J_r$ , то есть  $J_r = J_{irra}$ . В ДЭМ данное условие не выполняется, так как  $J_{rev}$  достигает нулевого значения после перемены направления изменения  $H$  (после прохождения так называемой "точки поворота") в точке пересечения ветви частного цикла с безгистерезисной кривой. На рисунке показан пример нахождения напряженности  $H_b$ , при которой достигается указанное пересечение ( $A$  — "точка поворота"). Для того чтобы лучше понимать закономерности обратимых процессов, необходимо уточнить определение напряженности внутреннего магнитного поля  $H_e$  в ферромагнетике.



Известно, что в поликристаллических ферромагнетиках при  $J \neq 0$ , как правило, существует внутренне размагничивающее поле напряженностью  $H_D$ . (Речь идет об образцах замкнутой магнитной формы.) Вопросу определения величины  $H_D$  посвящен ряд работ [1, 26]. В указанных работах введено понятие о внутреннем размагничивающем факторе  $N_i = 1 / \chi_{an}$ , где  $\chi_{an} = J_{an} / H$ . Объяснить появление  $H_D$  можно возникновением магнитных полей рассеяния на границах зерен (кристаллитов). Возможны и другие причины, например, разориентирующее влияние тепловых флуктуаций на спиновые магнитные моменты.

Рассмотрим, как определить  $H_e$  в ферромагнетике, основываясь на представлениях ДЭМ, в которой в явном виде поле  $H_D$  не представлено. Считаем, что  $H_e = H - H_D$ ,  $H_D = N_i J$ . Если при первоначальном намагничивании достигнута намагниченность  $J_a = J_{reva} + J_{irra}$ , то при последующем уменьшении  $H$  напряженность  $H_D$  убывает медленнее, чем  $H$ , ввиду гистерезиса намагниченности. На участке уменьшения  $H$  от  $H_a$  до  $H_b$  (рисунок)  $J_{irr} = \text{const} = J_{irra}$ , как это полагается в ДЭМ. В результате, при еще не достигшем нуля значении  $H$  напряженность  $H_e$  достигает нулевого значения (при  $H = H_b$  на рисунке), при этом становится равной нулю и  $J_{rev}$ , на что впервые указано в [17]. Это позволяет предположить, что  $J_{rev}$  обратимо (в термодинамическом смысле) зависит от  $H_e$ .

В ДЭМ считается, что обратимое намагничивание ферромагнетика связано с искривлением доменных границ, некоторые участки которых остаются закрепленными (пока не произойдет отрыв, приводящий к возникновению скачка Баркгаузена) на локальных дефектах в объеме ферромагнетика. В точке  $B$  (рисунок) доменные границы принимают плоскую форму [17]. Это значит, что давление, оказываемое на них внутренним магнитным полем  $H_e$ , оказывается равным нулю [16], следовательно, при этом и  $H_e = 0$ . Как указывалось выше, намагниченность в точке  $B$  (рисунок), обозначим ее  $J_b$ , равна  $J_{irra}$  и одновременно она совпадает с  $J_{an}$ , обозначим ее как  $J_{an}(H_b)$ .  $N_i$  определится следующим образом. Так как в точке  $B$  (рисунок) напряженность  $H_e = H_b - H_D = 0$ , то

$H_b = H_D = N_i J_{an}(H_b)$ . Отсюда получаем

$$N_i = H_b / J_{an}(H_b) = 1 / \chi_{an}(H_b), \quad (5)$$

что совпадает с определением  $N_i$  в [1]. Величина  $N_i$  не является константой, а зависит от  $H$ , так как не является константой и зависит от  $H$  величина  $\chi_{an}$ .

Можно считать, что при  $J = J_{an}$  давление, оказываемое на доменные границы внешним полем  $H$ , уравнивается давлением, оказываемым на те же границы полем  $H_D$ . Это объясняется тем, что на безгистерезисной кривой отсутствует удерживающее влияние различных локальных дефектов на местоположение доменных границ. К таким дефектам относятся дислокации, участки, где имеются градиенты остаточных внутренних механических напряжений, а также немагнитные, слабомагнитные включения и некоторые другие факторы, создающие препятствия для смещающихся доменных границ. В результате присутствия таких дефектов возникает множество локальных максимумов и минимумов энергии доменных границ (в зависимости от координат). На безгистерезисной же кривой достигается глобальный минимум свободной энергии ферромагнетика [17], перемагничивание по безгистерезисной кривой происходит обратимо в термодинамическом смысле, при изменениях  $H$ , если устранено задерживающее влияние на доменные границы внутренних локальных дефектов.

Приведенный выше способ определения  $N_i$  относится к случаю, когда намагниченность  $J$  соответствует точке  $B$  (рисунок), то есть совпадает с  $J_{an}$ . Рассмотрим вопрос определения  $H_e$  для произвольного значения  $J$ , предположим, равного  $J_a = J_{reva} + J_{irra}$  (то есть при  $H = H_a$ ). Считаем, что  $N_i$ , определенное в точке  $B$ , сохраняет неизменное значение на всем участке  $AB$ , в том числе и при  $H = H_a$ . В этом случае, так как  $J_{irrb} = J_{irra} = J_{an}(H_b)$ , коэффициент  $N_i$  при  $J = J_a$ , как видно из (5), равен  $H_b / J_{irra}$ . Напряженность  $H_e$  при  $H = H_a$ , обозначим ее  $H_e(H_a)$ , в таком случае определится как

$$H_e(H_a) = H_a - N_i(J_{reva} + J_{irra}) = H_a - N_i J_{reva} - H_b. \quad (6)$$

Если после достижения величины  $H_a$  напряженность  $H$  уменьшается и, достигнув  $H_b$ , снова возрастает, не превышая  $H_a$ , то для любого значения  $H$ , принадлежащего интервалу  $H_a + H_b$ ,  $H_e$  равна

$$H_e = H - H_b - J_{rev} / [\chi_{an}(H_b)]. \quad (7)$$

Последнее слагаемое в правой части (7) определяет вклад  $J_{rev}$  в формирование  $H_D$ . Однако предположение о постоянстве  $N_i$  на участке  $AB$  требует отдельного рассмотрения, так как при определении  $N_i$  по (5) доменные границы имеют плоскую форму (в соответствии с ДЭМ), а отличная от нуля состав-

ляющая  $J_{rev}$  возникает лишь при криволинейной форме доменных границ. Далее покажем, как можно обойтись без решения этого вопроса при рассмотрении напряженности внутреннего магнитного поля, относительно которого  $J_{rev}$  изменяется обратимо в термодинамическом смысле. Отметим, что применяемая в ДЭМ эффективная напряженность  $H_{ef} = H + \alpha J$  отличается от  $H_e$ , т.к. в ДЭМ считается, что  $\alpha > 0$ , то есть рассматривается дополнительное подмагничивающее поле. Следовательно, в ферромагнетике могут существовать одновременно два дополнительных поля — и подмагничивающее, и размагничивающее.

**Определение  $J_{rev}$ .** Рассмотрим, как на основе (4) определить  $J_{rev}$ . На практике имеют дело с восприимчивостью  $\chi_{rev}$ , определяемой как  $\chi_{rev} = \partial J_{rev} / \partial H$  при  $J_{irr} = \text{const}$ . Присутствие  $H_D$  оказывает влияние на определяемую экспериментально величину  $\chi_{rev}$ , приводя к уменьшению ее относительно того значения восприимчивости  $\chi_{reve}$  (где  $\chi_{reve} = \partial J_{rev} / \partial H_e$  при  $J_{irr} = \text{const}$ ), которое было бы при  $H_D = 0$ . Это дает возможность исключить рассмотрение вклада  $J_{rev}$  в формирование  $H_D$ .

Для определения  $J_{rev}$ , а не  $\Delta J_{rev}$ , как в (4), надо знать  $H$ , при которой  $J_{rev} = 0$ . Основываясь при этом является положение ДЭМ о том, что в точке  $B$  (рисунок)  $J_{rev} = 0$ . Следовательно,  $J_{rev}$  при  $H = H_a$  (рисунок) определяется выражением

$$J_{reva} = \int_{H_b}^{H_a} \chi_{rev}(H) dH. \quad (8)$$

При этом на интервале интегрирования выполняется условие  $J_{irr} = \text{const}$ , приведенное в [11]. Для произвольного  $H$  в пределах интервала  $H_b + H_a$  (на участке  $AB$  (рисунок))  $J_{rev}$  равна

$$J_{reva} = \int_{H_b}^H \chi_{rev}(H) dH. \quad (9)$$

Так как в пределах интервала  $H_b + H_a$  гистерезисные свойства ферромагнетика отсутствуют ( $J_{irr} = \text{const}$ ), то  $J_{rev}$  будет однозначной функцией  $H$ . Однако  $J_{rev} \neq 0$  при  $H = 0$  ( $J_{rev} = 0$  при  $H = H_b$ ). Следовательно,  $J_{rev}$  не изменяется обратимо (в термодинамическом смысле) при изменениях  $H$ . При  $H = H_b$  равны нулю и  $H_e$ , и  $J_{rev}$ . Если не учитывать вклад  $J_{rev}$  в формирование  $H_D$ , то напряженность внутреннего магнитного поля в этом случае, обозначим ее  $H_{eirr}$ , будет равна

$$H_{eirr} = H - H_b. \quad (10)$$

Как и  $H_e$ ,  $H_{eirr}$  принимает нулевое значение в точке  $B$  (рисунок). Заменяем в (9) переменную  $H$  на

новую  $H_{eirr}$ , в этом случае получим зависимость  $J_{rev}(H_{eirr})$

$$J_{rev}(H_{eirr}) = \int_0^{H_{eirr}} \chi_{rev}(H_b + H_{eirr}) dH_{eirr} \quad (11)$$

Так как  $\chi_{rev}(H_b + H_{eirr})$  в пределах интегрирования есть однозначная функция  $H_{eirr}$ , что обеспечивается тем же условием  $J_{irr} = \text{const}$ , то зависимость  $J_{rev}(H_{eirr})$  будет также однозначной функцией  $H_{eirr}$ , которая равна 0 при  $H_{eirr} = 0$ . Следовательно, можно сказать, что  $J_{rev}$  обратимо (в термодинамическом смысле) зависит от  $H_{eirr}$ . В этом проявляется сходство напряженности  $H_{eirr}$  с эффективной напряженностью  $H_{eff}$  [9].

Как следует из (8) и (9), для определения  $J_{rev}$  надо знать зависимость  $\chi_{rev}(H)$ . Определим, какая зависимость  $\chi_{rev}(H)$  следует из ДЭМ. Взяв производные (по  $H$ ) от левой и правой частей (3) при  $J_{irr} = \text{const}$ , получим

$$\chi_{rev} = c \chi_{dan} \quad (12)$$

где  $\chi_{dan}$  — дифференциальная восприимчивость безгистерезисного намагничивания, определяемая на основе дифференцирования зависимости  $J_{an}$  от  $H$ , получаемой из (2). Рассмотрим, при каком условии, проведя интегрирование зависимости  $\chi_{rev}(H)$ , определяемой (12), можно получить (3). Вопрос в том, в каких пределах вычислять определенный интеграл. Исходя из изложенного выше, можно предположить, что  $J_{reva}$  следует определить по (8). В этом случае получим

$$J_{reva} = \int_{H_b}^{H_a} c \frac{\partial J_{an}}{\partial H} dH = c (J_{an}(H_a) - J_{an}(H_b)) \quad (13)$$

Так как  $J_{an}(H_b) = J_{irra}$ , то (13) можно записать в виде

$$J_{reva} = c (J_{an}(H_a) - J_{irra}) \quad (14)$$

Из сравнения (14) и (3) видна их тождественность. Следовательно, (3) можно получить на основе вычисления интеграла (8) при выполнении (12).

Возникает вопрос, в какой степени можно считать справедливым равенство (12) при условии  $c = \text{const}$ , как это принято в ДЭМ. Как рассматривалось выше, характер зависимости  $J_{an}(H)$  а, значит, и характер зависимости  $\chi_{dan}(H)$  определяется характером зависимости внутреннего размагничивающего поля от  $H$  и не зависит от присутствия различных локальных дефектов, препятствующих смещению доменных границ. Характер зависимости  $\chi_{rev}(H)$ , наоборот, определяется взаимодействием доменных границ с локальными дефек-

тами (правда, на величину  $\chi_{rev}$  влияет и  $H_D$ ). По мере роста  $H$  может изменяться подвижность доменных границ, количество локальных дефектов структуры, с которыми они взаимодействуют [28]. Эти факторы влияют на  $\chi_{rev}$ , но не влияют на  $\chi_{dan}$ . Экспериментальные исследования показывают, что зависимость  $\chi_{rev}(H)$  может существенно отличаться от зависимости  $\chi_{dan}(H)$ , что видно из [4], так как эти зависимости определяются действием различных факторов.

В [17] при рассмотрении намагничивания образца из кремнистого железа коэффициент  $c$  выбран равным 0,2. Для стального образца в [28]  $c = 0,05$ , в [25] также для стальных образцов величина  $c$  варьируется от 0,14 до 0,3. Однако является очевидным, что по мере приближения  $J$  к  $J_S$  ветви гистерезисного цикла сближаются с безгистерезисной кривой, при этом сближаются и дифференциальные восприимчивости  $\chi_{dan}$  и  $\chi = dJ/dH$ . Кроме этого, в области сильных полей обратимые процессы при изменениях намагниченности преобладают над необратимыми, поэтому  $\chi$  при росте  $H$  приближается к  $\chi_{rev}$ . Следовательно, по мере приближения  $J$  к  $J_S$ , величины  $\chi_{dan}$  и  $\chi_{rev}$  сближаются, а значит, коэффициент  $c$  должен возрастать, что видно из (12). Именно такой результат получен в [19, 28].

Из сказанного можно сделать вывод, что при  $c = \text{const}$  равенство (12) не может выполняться при изменении  $H$  от области слабых до области сильных полей. Значит, и величина  $J_{rev}$ , определяемая в ДЭМ по (3), может существенно отличаться от ее действительного значения.

Условие  $J_{irr} = \text{const}$ . В соответствии с ДЭМ, при изменении  $H$  от  $H_a$  до  $H_b$  (рисунок) уменьшение  $J$  происходит за счет уменьшения  $J_{rev}$ , в то время как  $J_{irr}$  при этом остается константой, равной  $J_{irra}$ . Отметим, что такой же результат, в соответствии с ДЭМ, должен наблюдаться и на кривых типа  $CD$  в случае, когда  $C$  — точка поворота (рисунок). В [2] отмечается, что на кривых типа  $CD$  не наблюдаются скачки Баркгаузена, поэтому автор указанной работы считает, что изменение намагниченности в этом случае связано только с обратимыми процессами, "пренебрегая силами внутреннего трения" [2]. Можно отметить, что, если не учитывать условие  $J_{irr} = \text{const}$  на участке типа  $AB$  (рисунок), а применять для расчета намагниченности оба выражения — и (3), и (1), то может получиться отрицательное значение дифференциальной магнитной восприимчивости в начальной области участка  $AB$  [13, 19], что не соответствует физической реальности. Это вызвано тем, что в (1)  $\delta = -1$  при  $dH/dt < 0$ . В [18, 19] указывается, что на участках типа  $AB$  (рисунок) изменение намагниченности "почти обратимое". Рассмотрим этот вопрос подробнее.

Из экспериментальных исследований следует, что на участках типа  $AB$ ,  $CD$  (рисунок) при цик-

лических изменениях  $H$  намагниченность изменяется не по одной линии, а по гистерезисному циклу [2, 22]. Как указывалось выше, на полученных частных гистерезисных циклах отсутствуют скачки Баркгаузена [2], если не считать относительно мелкие скачки намагниченности, которые в [22] названы малыми и возникновение которых объясняется тепловым флуктуационным воздействием на спиновые магнитные моменты. В [20] предложено различать два механизма возникновения гистерезиса. Первый наблюдается при изменении радиуса кривизны гибких доменных границ, именно такой механизм наблюдается на участках  $AB, CD$ . Второй — действует при глобальной перестройке доменной конфигурации, при которых возникают скачки Баркгаузена. В [3] указывается, что доминирующую роль в механизме влияния дефектов ферромагнетика на магнитный гистерезис играют дислокации. Ко второму виду препятствий отнесены так называемые "точечные" дефекты структуры. В [3] указывается, что точечные дефекты ответственны, прежде всего, за временную зависимость магнитных свойств. Препятствие для смещающейся доменной границы можно характеризовать критической (максимальной) силой  $F_{crit}$ , с которой оно может удерживать доменную границу. По величине  $F_{crit}$  дефекты можно разделить на два класса — сильные и слабые [16], что подобно представлениям работы [3], если к слабым отнести точечные дефекты, а к сильным — дислокации. В процессе изменения радиуса кривизны гибкой доменной границы, закрепленной на сильных дефектах, она может "проходить" через слабые дефекты и задерживаться на них. Однако в течение некоторого промежутка времени граница может оторваться от такого дефекта под действием теплового флуктуационного воздействия на магнитные моменты ферромагнетика. Сразу после отрыва доменной границы от слабого дефекта она будет двигаться с отличной от нуля скоростью, что приведет к возникновению вихревых токов в проводящем ферромагнетике даже при квазистатическом изменении его средней намагниченности [6]. В результате положение доменных границ, через некоторый промежуток времени после того, как произошло изменение  $H$ , будет определяться действием только сильных дефектов. Временные эффекты запаздывания, потери на вихревые токи являются, вероятнее всего, основными причинами возникновения гистерезисных явлений на участках типа  $AB, CD$  (рисунок), наблюдаемых при экспериментах. В ДЭМ не учитываются эффекты временного запаздывания изменений  $J$  при изменениях  $H$ , не учитываются потери на вихревые токи. В результате искривление доменных границ в ДЭМ считается обратимым процессом, именно в таком приближении и следует понимать условие  $J_{irr} = \text{const}$ . Можно сказать, что в ДЭМ не учитывается первый механизм возникновения гистерезиса, о котором говорилось выше. Поэтому и при сравнении результа-

тов расчета по ДЭМ с экспериментальными данными необходимо по возможности уменьшить влияние факторов, приводящих к возникновению первого механизма гистерезиса.

**Обсуждение результатов.** Выясним, какие результаты следуют из ДЭМ при рассмотрении намагничивания на участках типа  $AB$  (рисунок) при различных значениях напряженности "точки поворота"  $H_a$ . Известно, что в области слабых полей, а также сразу после прохождения "точки поворота", результаты расчета по ДЭМ часто имеют относительно низкую точность по сравнению с моделью Прейзаха [8, 21]. Действительно, сразу после прохождения "точки поворота", в соответствии с законом Релея, форма ветви должна иметь вид параболы. Однако при малых  $H_a$  зависимость  $J_{an}(H)$  практически линейная (это видно, например, из [17]), следовательно, и зависимость  $J_{rev}(H)$  будет линейной, а не параболической. Это видно из (3), так как при  $J_{irr} = \text{const}$  характер зависимости  $J_{rev}(H)$  определяется характером зависимости  $J_{an}(H)$ . Если  $H_a$  находится в области средних полей, то сразу после прохождения "точки поворота" по закону Релея зависимость  $J(H)$  опять же должна быть параболической. Зависимость  $J_{an}(H)$  в общем случае уже будет иметь нелинейный характер, что видно, например, из [17]. Следовательно, будет нелинейной и зависимость  $J_{rev}(H)$ , (определяемой, опять же по (3)). Однако эта зависимость может существенно отличаться от зависимости  $J_{rev}(H)$ , определенной по (9) на основе найденной из эксперимента зависимости  $\chi_{rev}(H)$ . (Такой вывод следует из анализа зависимости  $\chi_{rev}(H)$ , полученных экспериментально и приведенных в [4].) Это вызвано тем, что при выводе (3) в [17] сделан ряд приближений. Например, уже приближенное (приближение допущено при расчете объема шарового сегмента под выгнутой 180-ти градусной доменной границей) выражение для  $J_{rev}$ , приведенное в [17] и имеющее первоначально вид

$$M_{rev} = c (M_{an} - M_{irr}) + c_1 (M_{an} - M_{irr})^3, \quad (15)$$

где  $c_1$  — коэффициент, затем записывается в виде (3) без какого-либо обоснования.

ДЭМ практически не моделирует частные гистерезисные циклы на участках типа  $AB, CD$  (рисунок), так как при этом полагается, что  $J_{irr} = \text{const}$ . Заметим, что в модифицированной ДЭМ [15] возможно провести учет потерь на вихревые токи (классических и аномальных). Этот учет приводит к возрастанию  $k$  в (1) (относительно случая квазистатического перемагничивания), однако для определения  $J_{rev}$  и в этом случае используется (3), точность которого, по крайней мере в некоторых случаях, мала.

Когда напряженность "точки поворота" приближается к области сильных магнитных полей, то величина коэффициента  $c$  должна увеличиваться

лических изменениях  $H$  намагниченность изменяется не по одной линии, а по гистерезисному циклу [2, 22]. Как указывалось выше, на полученных частных гистерезисных циклах отсутствуют скачки Баркгаузена [2], если не считать относительно мелкие скачки намагниченности, которые в [22] названы малыми и возникновение которых объясняется тепловым флуктуационным воздействием на спиновые магнитные моменты. В [20] предложено различать два механизма возникновения гистерезиса. Первый наблюдается при изменении радиуса кривизны гибких доменных границ, именно такой механизм наблюдается на участках  $AB, CD$ . Второй — действует при глобальной перестройке доменной конфигурации, при которых возникают скачки Баркгаузена. В [3] указывается, что доминирующую роль в механизме влияния дефектов ферромагнетика на магнитный гистерезис играют дислокации. Ко второму виду препятствий отнесены так называемые "точечные" дефекты структуры. В [3] указывается, что точечные дефекты ответственны, прежде всего, за временную зависимость магнитных свойств. Препятствие для смещающейся доменной границы можно характеризовать критической (максимальной) силой  $F_{crit}$ , с которой оно может удерживать доменную границу. По величине  $F_{crit}$  дефекты можно разделить на два класса — сильные и слабые [16], что подобно представлениям работы [3], если к слабым отнести точечные дефекты, а к сильным — дислокации. В процессе изменения радиуса кривизны гибкой доменной границы, закрепленной на сильных дефектах, она может "проходить" через слабые дефекты и задерживаться на них. Однако в течение некоторого промежутка времени граница может оторваться от такого дефекта под действием теплового флуктуационного воздействия на магнитные моменты ферромагнетика. Сразу после отрыва доменной границы от слабого дефекта она будет двигаться с отличной от нуля скоростью, что приведет к возникновению вихревых токов в проводящем ферромагнетике даже при квазистатическом изменении его средней намагниченности [6]. В результате положение доменных границ, через некоторый промежуток времени после того, как произошло изменение  $H$ , будет определяться действием только сильных дефектов. Временные эффекты запаздывания, потери на вихревые токи являются, вероятнее всего, основными причинами возникновения гистерезисных явлений на участках типа  $AB, CD$  (рисунок), наблюдаемых при экспериментах. В ДЭМ не учитываются эффекты временного запаздывания изменений  $J$  при изменениях  $H$ , не учитываются потери на вихревые токи. В результате искривление доменных границ в ДЭМ считается обратимым процессом, именно в таком приближении и следует понимать условие  $J_{irr} = \text{const}$ . Можно сказать, что в ДЭМ не учитывается первый механизм возникновения гистерезиса, о котором говорилось выше. Поэтому и при сравнении результа-

тов расчета по ДЭМ с экспериментальными данными необходимо по возможности уменьшить влияние факторов, приводящих к возникновению первого механизма гистерезиса.

**Обсуждение результатов.** Выясним, какие результаты следуют из ДЭМ при рассмотрении намагничивания на участках типа  $AB$  (рисунок) при различных значениях напряженности "точки поворота"  $H_a$ . Известно, что в области слабых полей, а также сразу после прохождения "точки поворота", результаты расчета по ДЭМ часто имеют относительно низкую точность по сравнению с моделью Прейзаха [8, 21]. Действительно, сразу после прохождения "точки поворота", в соответствии с законом Релея, форма ветви должна иметь вид параболы. Однако при малых  $H_a$  зависимость  $J_{an}(H)$  практически линейная (это видно, например, из [17]), следовательно, и зависимость  $J_{rev}(H)$  будет линейной, а не параболической. Это видно из (3), так как при  $J_{irr} = \text{const}$  характер зависимости  $J_{rev}(H)$  определяется характером зависимости  $J_{an}(H)$ . Если  $H_a$  находится в области средних полей, то сразу после прохождения "точки поворота" по закону Релея зависимость  $J(H)$  опять же должна быть параболической. Зависимость  $J_{an}(H)$  в общем случае уже будет иметь нелинейный характер, что видно, например, из [17]. Следовательно, будет нелинейной и зависимость  $J_{rev}(H)$ , (определяемой, опять же по (3)). Однако эта зависимость может существенно отличаться от зависимости  $J_{rev}(H)$ , определенной по (9) на основе найденной из эксперимента зависимости  $\chi_{rev}(H)$ . (Такой вывод следует из анализа зависимостей  $\chi_{rev}(H)$ , полученных экспериментально и приведенных в [4].) Это вызвано тем, что при выводе (3) в [17] сделан ряд приближений. Например, уже приближенное (приближение допущено при расчете объема шарового сегмента под выгнутой 180-ти градусной доменной границей) выражение для  $J_{rev}$ , приведенное в [17] и имеющее первоначально вид

$$M_{rev} = c(M_{an} - M_{irr}) + c_1(M_{an} - M_{irr})^3, \quad (15)$$

где  $c_1$  — коэффициент, затем записывается в виде (3) без какого-либо обоснования.

ДЭМ практически не моделирует частные гистерезисные циклы на участках типа  $AB, CD$  (рисунок), так как при этом полагается, что  $J_{irr} = \text{const}$ . Заметим, что в модифицированной ДЭМ [15] возможно провести учет потерь на вихревые токи (классических и аномальных). Этот учет приводит к возрастанию  $k$  в (1) (относительно случая квазистатического перемагничивания), однако для определения  $J_{rev}$  и в этом случае используется (3), точность которого, по крайней мере в некоторых случаях, мала.

Когда напряженность "точки поворота" приближается к области сильных магнитных полей, то величина коэффициента  $c$  должна увеличиваться



относительно первоначальной, в противном случае расчет по ДЭМ также приводит к большим отклонениям от экспериментальных данных, что рассматривалось выше.

Более высокая точность при расчете частных гистерезисных циклов в ряде случаев достигается при использовании модели Прейзаха. Это можно объяснить тем, что для определения функции распределения Прейзаха возможно использование большего количества экспериментальных данных, чем в ДЭМ, где исходными являются пять определяемых из эксперимента параметров ( $a$  и  $J_s$ ). Например, для определения функции распределения Прейзаха может использоваться набор определенных экспериментально частных гистерезисных циклов [8, 29], набор так называемых "кривых обратного хода первого порядка" (first order reversal curves) [14]. Однако классическая модель Прейзаха рассматривает лишь необратимые процессы. Имеется несколько способов добавления учета обратимых процессов намагничивания в эту модель [5, 10, 12, 27]. В частности, в [27] предлагается определять  $J_{rev}$  путем интегрирования зависимости  $\chi_{rev}(H)$  в виде, сходном с (9), но в качестве нижнего предела интегрирования брать  $H=0$ . Однако, как показано выше, для определения  $J_{rev}$  следует использовать именно выражения (8) или (9).

**Заключение.** Так как  $\chi_{rev} = \partial J_{rev} / \partial H$  при  $J_{rev} = \text{const}$ , то наиболее точно определить величину  $J_{rev}$  можно интегрированием зависимости  $\chi_{rev}(H)$ , полученной из экспериментальных измерений. При этом для определения величины  $J_{rev}$ , соответствующей напряженности  $H = H_a$  (рисунок), необходимо вычислить интеграл (8) при выполнении (насколько это возможно более точно) условия  $J_{irr} = \text{const}$ . Выражение (3) для определения  $J_{rev}$  в ДЭМ следует рассматривать как приближение, точность которого в каждом конкретном случае может быть оценена лишь на основе сравнения со значением  $J_{rev}$ , определенном на основе интегрирования зависимости  $\chi_{rev}(H)$ . Погрешность в определении  $J_{rev}$  по (3) вызывается тем, что коэффициент  $c$  считается константой, хотя его величина должна зависеть и от  $J_{an}$ , и от  $J_{irr}$ .

1. *Абельс В.Р.* Внутренний размагничивающий фактор и коэффициент прямоугольности нетекстурованных магнитомягких материалов // ФММ. — 1970. — Т. 30. — Вып.2. — С. 303–308.

2. *Рудяк В.М.* Процессы переключения в нелинейных кристаллах. — М.: Наука, 1986. — 248 с.

3. *Тройбле Г., Зегер А.* Влияние дефектов кристаллической решетки на процессы намагничивания в ферромагнитных монокристаллах. В кн. Беренер Р., Кронмюллер Г. Пластическая деформация монокристаллов. — М.: Мир, 1969. — 272 с.

4. *Чернышев А.В.* О характере зависимости обратимой магнитной проницаемости стальных образцов от напряженности смещающего поля // ФММ. — 2001. — Т. 92. — № 5. — С. 49–54.

5. *Atherton D.L., Szpunar B., Szpunar J.A.* A New Approach to Preisach Diagrams // IEEE Trans. on Magn. — 1987. — V. 23. — № 3. — P. 1856–1865.

6. *Baldwin John A., Milstein F.* Barkhausen Noise Power Versus Size of a Minor Hysteresis Loop // J. Appl. Phys. — 1973. — Vol. 44. — № 10. — P. 4739–4742.

7. *Benabou A., Bouaziz L., Clenet S.* Modelling of a Hysteresis Motor Using the Jiles-Atherton Model // Europ. Phys. J. Appl. Phys. — 2005. — Vol. 29. — № 3. — P. 259–265.

8. *Benabou A., Clenet S., Piriou F.* Comparison of the Preisach and Jiles-Atherton Models to the Hysteresis Phenomenon into Account in Finite Element Analysis // JMMM. — 2003. — Vol. 261. — P. 139–160.

9. *Benda O., Bydzovsky J.* Problems in Modeling Reversible Processes in Soft Magnetic Materials // JMMM. — 1996. — Vol. 160. — P. 87–88.

10. *Bertotti G., Basso V., Pasquale M.* Application of the Preisach Model to the Calculation of Magnetization Curves and Power Losses in Ferromagnetic Materials // IEEE Trans. Magn. — 1994. — V. 30. — № 2. — P. 1052–1057.

11. *Cammarano R., McCormick P.G., Street R.* The Interrelation of Reversible and Irreversible Magnetization // J. Phys. D: Appl. Phys. — 1996. — Vol. 29. — P. 2327–2331.

12. *Della Torre E., Oti J., Kadar G.* Preisach Modeling and Reversible Magnetization // IEEE Trans. Magn. — 1990. — V. 26. — № 6. — P. 3052–3058.

13. *Fecioru-Morariu M., Stancu A.* First Order Reversal Curves Diagram for Soft Magnetic Materials // Journal of Optoelectronics and Advanced Materials. — 2003. — V. 5. — № 4. — P. 939–944.

14. *Ionita V., Petruscu L.* Numerical Advanced Characterization of Magnetic Recording Media // J. of Optoelectron. and Advanced Materials. — 2006. — Vol. 8. — № 3. — P. 998–1000.

15. *Jiles D.C.* Frequency Dependence of Hysteresis Curves in Conducting Magnetic Materials // J. Appl. Phys. — 1994. — V. 76. — № 10. — P. 5849–5855.

16. *Jiles D.C.* Dynamics of Domain Magnetization and the Barkhausen Effect // Czechoslovak J. of Phys. — 2000. — Vol. 50. — № 8. — P. 893–988.

17. *Jiles D.C., Atherton D.L.* Theory of Ferromagnetic Hysteresis // JMMM. — 1986. — Vol. 61. — P. 48–60.

18. *Jiles D.C., Thielke J.B., Devine M.K.* Numerical Determination of Hysteresis Parameters for the Modeling of Magnetic Properties Using the Theory of Ferromagnetic Hysteresis // IEEE Trans. Magn. — 1992. — Vol. 28. — № 1. — P. 27–35.

19. *Miljavec D., Zidaric B.* Introduction a Domain Flexing Function in the Jiles-Atherton Hysteresis Model // JMMM. — 2008. — V. 320. — P. 763–768.

20. *Ossari F., Hubert O., Billardon R.* A New Internal Variables Scalar Hysteresis Model Respecting the Wiping-out Property // JMMM. — 2003. — V. 254–255. — P. 170–172.

21. *Pasquale M., Bertotti G., Jiles D.C., Bi Y.* Application of the Preisach and Jiles-Atherton Models to the Simulation of Hysteresis in Soft Magnetic Alloys // J. Appl. Phys. — 1999. — V. 85. — № 8. — P. 4373–4375.

22. *Porteseil J., Vergne R., Cotillard J.* Deplacements d'une Paroi de Bloch a 180° dans un Monocristal de Fer-silicium // Le J. de Phys. — 1977. — Vol. 38. — № 12. — P. 1541–1552.

23. *Preisach F.* Uber die Magnetische Nachwirkung, // Z. Phys. — 1935. — Bd. 94. — S. 277–302.

24. *Sablik M.J., Jiles D.C., Govindaraju M.R.* Finite Element

Modeling of Creep Damage Effects on a Magnetic Detector Signal for a Seam Weld/HAZ-Region in a Steel Pipe // IEEE Trans. Magn. — 1998. — Vol.34. — №.4. — P. 2156—2158.

25. Sablik M.J. Modeling the Effect of Grain Size and Dislocation Density on Hysteretic Magnetic Properties in Steels // J. Appl. Phys. — 2001. — Vol. 89. — № 10. — P. 5610—5613.

26. Sternberk J. К проблеме прямоугольной формы петли гистерезиса марганцевых ферритов // Чехослов. физич. журнал. — 1959. — Т. 9. — С. 408—409.

27. Szpunar J.A., Atherton D.L., Szpunar B. Analysis of the

Irreversible Processes of Magnetization in Steel // IEEE Trans. on Magn. — 1987. — V. 23. — № 1. — P. 300—304.

28. Tomka G.J., Gore J.G., Earl J., Murray N., Maylin M. G., Squire P. T. A Phenomenological Approach to Micromagnetics in Martensitic Steels // JMMM. — 2000. — Vol. 219. — P. 275—280.

29. Wulf M., Vandeveld L., Maes J., Dupre L., Melkebeek J. Computation of the Preisach Distribution Function Based on a Measured Everett Map // IEEE Trans. on Magn. — 2000. — V. 36. — P. 3141—3143.

Надійшла 21.07.08

УДК 621.3.011.7:537.532.5:621.372.011:512.3.32

В.Н.СИДОРЕЦ, канд.техн.наук (Ин-т электросварки им.Е.О.Патона НАН Украины, Киев)

## Критерии детерминированного хаоса в нелинейных цепях с электрической дугой

*Продемонстрировано, что в нелинейных цепях с электрической дугой при определенных значениях параметров возникают сложные колебания. По совокупности четырех критериев (чрезвычайной чувствительности к начальным условиям, сплошному шумоподобному частотному спектру, положительности показателя Ляпунова, подкове Смейла) сделано заключение, что сложные колебания, наблюдаемые в нелинейных цепях с электрической дугой, являются детерминированным хаосом.*

*Продемонстровано, що в нелінійних колах з електричною дугою при певних значеннях параметрів виникають складні коливання. За сукупністю чотирьох критеріїв (надзвичайної чутливості до початкових умов, суцільному шумоподібному частотному спектру, позитивності показника Ляпунова, подкові Смейла) зроблено висновок, що складні коливання, які спостерігаються в нелінійних колах з електричною дугою, є детермінованим хаосом.*

**Введение.** Особый интерес при исследовании нелинейных электрических цепей с дугой представляет детерминированный хаос, который был обнаружен в этих системах и ставит их в один ряд с нелинейными системами другой природы с детерминированным хаосом. Детерминированный хаос представляет собой неперiodические автоколебания. Сценарии перехода к хаотическим колебаниям весьма разнообразны, но, обычно, они включают в себя этап периодических автоколебаний. Одна из возможностей появления автоколебаний в автономных динамических системах — это бифуркация Хопфа. За бифуркацией Хопфа следует каскад бифуркаций удвоения периода, приводящий к появлению детерминированного хаоса, который в фазовом пространстве выглядит как странный аттрактор. Однако сложность и неперio-

дичность колебаний еще не свидетельствует о том, что они являются детерминированным хаосом. В настоящее время существует несколько критериев детерминированного хаоса. Часть из них являются качественными, поэтому принято проверять несколько критериев, чтобы сделать вывод о наличии детерминированного хаоса. Исследованию этих критериев посвящена настоящая статья.

**Электрические цепи с дугой.** Электрическая дуга является составной частью многих электротехнических установок, исполняя роль технологического инструмента. Поэтому описание цепей с дугой и исследование их устойчивости остается актуальной задачей.

Со времени первого теоретического исследования цепи с электрической дугой [1] прошло много времени, но до сих пор дуга является классическим

Modeling of Creep Damage Effects on a Magnetic Detector Signal for a Seam Weld/HAZ-Region in a Steel Pipe // IEEE Trans. Magn. — 1998. — Vol.34. — №.4. — P. 2156—2158.

25. Sablik M.J. Modeling the Effect of Grain Size and Dislocation Density on Hysteretic Magnetic Properties in Steels // J. Appl. Phys. — 2001. — Vol. 89. — № 10. — P. 5610—5613.

26. Sternberk J. К проблеме прямоугольной формы петли гистерезиса марганцевых ферритов // Чехослов. физич. журнал. — 1959. — Т. 9. — С. 408—409.

27. Szpunar J.A., Atherton D.L., Szpunar B. Analysis of the

Irreversible Processes of Magnetization in Steel // IEEE Trans. on Magn. — 1987. — V. 23. — № 1. — P. 300—304.

28. Tomka G.J., Gore J.G., Earl J., Murray N., Maylin M. G., Squire P. T. A Phenomenological Approach to Micromagnetics in Martensitic Steels // JMMM. — 2000. — Vol. 219. — P. 275—280.

29. Wulf M., Vandeveld L., Maes J., Dupre L., Melkebeek J. Computation of the Preisach Distribution Function Based on a Measured Everett Map // IEEE Trans. on Magn. — 2000. — V. 36. — P. 3141—3143.

Надійшла 21.07.08

УДК 621.3.011.7:537.532.5:621.372.011:512.3.32

В.Н.СИДОРЕЦ, канд.техн.наук (Ин-т электросварки им.Е.О.Патона НАН України, Київ)

## Критерии детерминированного хаоса в нелинейных цепях с электрической дугой

*Продемонстрировано, что в нелинейных цепях с электрической дугой при определенных значениях параметров возникают сложные колебания. По совокупности четырех критериев (чрезвычайной чувствительности к начальным условиям, сплошному шумоподобному частотному спектру, положительности показателя Ляпунова, подкове Смейла) сделано заключение, что сложные колебания, наблюдаемые в нелинейных цепях с электрической дугой, являются детерминированным хаосом.*

*Продемонстровано, що в нелінійних колах з електричною дугою при певних значеннях параметрів виникають складні коливання. За сукупністю чотирьох критеріїв (надзвичайної чутливості до початкових умов, суцільному шумоподібному частотному спектрі, позитивності показника Ляпунова, підкові Смейла) зроблено висновок, що складні коливання, які спостерігаються в нелінійних колах з електричною дугою, є детермінованим хаосом.*

**Введение.** Особый интерес при исследовании нелинейных электрических цепей с дугой представляет детерминированный хаос, который был обнаружен в этих системах и ставит их в один ряд с нелинейными системами другой природы с детерминированным хаосом. Детерминированный хаос представляет собой неперiodические автоколебания. Сценарии перехода к хаотическим колебаниям весьма разнообразны, но, обычно, они включают в себя этап периодических автоколебаний. Одна из возможностей появления автоколебаний в автономных динамических системах — это бифуркация Хопфа. За бифуркацией Хопфа следует каскад бифуркаций удвоения периода, приводящий к появлению детерминированного хаоса, который в фазовом пространстве выглядит как странный аттрактор. Однако сложность и неперio-

дичность колебаний еще не свидетельствует о том, что они являются детерминированным хаосом. В настоящее время существует несколько критериев детерминированного хаоса. Часть из них являются качественными, поэтому принято проверять несколько критериев, чтобы сделать вывод о наличии детерминированного хаоса. Исследованию этих критериев посвящена настоящая статья.

**Электрические цепи с дугой.** Электрическая дуга является составной частью многих электротехнических установок, исполняя роль технологического инструмента. Поэтому описание цепей с дугой и исследование их устойчивости остается актуальной задачей.

Со времени первого теоретического исследования цепи с электрической дугой [1] прошло много времени, но до сих пор дуга является классическим

примером нелинейности.

С электротехнической точки зрения дугу можно рассматривать как элемент с падающей вольт-амперной характеристикой. Но, как показал опыт, для исследования динамических режимов и устойчивости необходимо учитывать термическую инерционность дуги. Поэтому целесообразно использовать обобщенную модель динамической дуги [6], в разработке которой автор принимал участие. В этой модели дуга является элементом цепи, падение напряжения на котором имеет следующий вид:

$$u_A = U(i_\theta) i_A / i_\theta, \quad (1)$$

где  $i_A$  — ток дуги,  $U(i_\theta)$  — функция статической вольт-амперной характеристики (ВАХ) дуги,  $i_\theta$  — ток состояния дуги. Выражение (1) можно использовать при записи уравнений Кирхгофа, которые необходимо дополнять дифференциальным уравнением, описывающим динамику дуги

$$\theta \frac{di_\theta^2}{dt} + i_\theta^2 = i_A^2, \quad (2)$$

где  $\theta$  — постоянная времени дуги, которая определяет ее термическую инерционность, связанную с процессами нагрева, диссоциации и ионизации газовой среды, в которой горит дуга.

Обобщенную модель динамической дуги автор использовал при исследовании многих электрических цепей с дугой. Подробнее остановимся на трех, схемы которых показаны на рис. 1.

Система дифференциальных уравнений, кото-

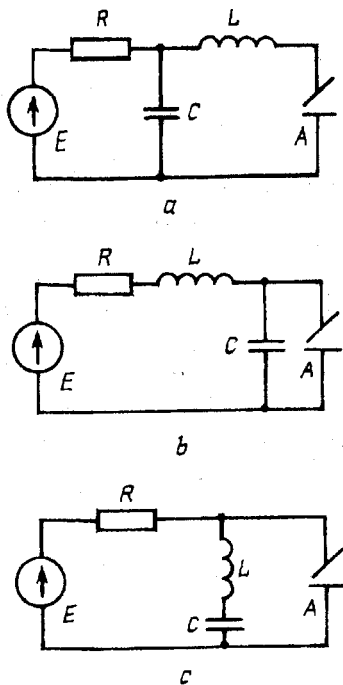


Рис. 1

рая описывает цепь на рис. 1, а, имеет вид [3]

$$\begin{aligned} \frac{di}{dt} &= \frac{1}{L} \left[ u - \frac{U(i_\theta)}{i_\theta} i \right]; \\ \frac{du}{dt} &= \frac{1}{RC} (E - u - Ri); \\ \frac{di_\theta^2}{dt} &= \frac{1}{\theta} (i^2 - i_\theta^2), \end{aligned} \quad (3)$$

где  $i$  — ток реактора, который совпадает с током дуги  $i_A = i$ ,  $u$  — напряжение на конденсаторе,  $R, L, C$  — сопротивление, индуктивность и емкость цепи. Первые два уравнения системы (3) соответствуют законам Кирхгофа для контура и узла.

Статическая вольт-амперная характеристика дуги падающая, поэтому аппроксимация ее выбиралась в виде степенной функции

$$U(i) = U_0 (i/I_0)^n, \quad (4)$$

где  $n$  — отрицательный показатель степени,  $n = -1/3$ , что характерно для свободно горящих дуг.

Аналогично получались системы дифференциальных уравнений для остальных цепей: для цепи, показанной на рис. 1, б,

$$\begin{aligned} \frac{di}{dt} &= \frac{1}{L} (E - u - Ri); \\ \frac{du}{dt} &= \frac{1}{C} \left[ i - \frac{i_\theta}{U(i_\theta)} u \right]; \\ \frac{di_\theta^2}{dt} &= \frac{1}{\theta} \left\{ \left[ \frac{u}{U(i_\theta)} \right]^2 - 1 \right\} i_\theta^2. \end{aligned} \quad (5)$$

Для цепи, показанной на рис. 1, с,

$$\begin{aligned} \frac{di}{dt} &= \frac{1}{L} \left[ U(i_\theta) \frac{E - Ri}{Ri_\theta + U(i_\theta)} - u \right]; \\ du/dt &= C^{-1} i; \\ \frac{di_\theta^2}{dt} &= \frac{1}{\theta} \left\{ \left[ \frac{E - Ri}{Ri_\theta + U(i_\theta)} \right]^2 - 1 \right\} i_\theta^2. \end{aligned} \quad (6)$$

**Странные аттракторы в электрических цепях с дугой.** С помощью численных методов было определено, что в рассматриваемых цепях возможно возникновение автоколебаний. Причем эволюция автоколебаний при возрастании бифуркационного параметра  $C$  представляет собой каскад бифуркаций удвоения периода, приводящий к детермини-

рованному хаосу, который в фазовом пространстве имеет вид странного аттрактора [7—10, 14].

Странные аттракторы весьма разнообразны. Некоторые из них для первой цепи (рис. 1, а) показаны на рис. 2.

Странные аттракторы (рис. 3) для второй цепи (рис. 1, б) по своей структуре значительно отлича-

ются от странных аттракторов первой цепи и наблюдаются при совершенно других значениях параметров. Свойства странных аттракторов (рис. 4) для третьей цепи (рис. 1, с) аналогичны свойствам странных аттракторов первой цепи и наблюдаются примерно при тех же значениях параметров.

Критерии детерминированного хаоса. На се-

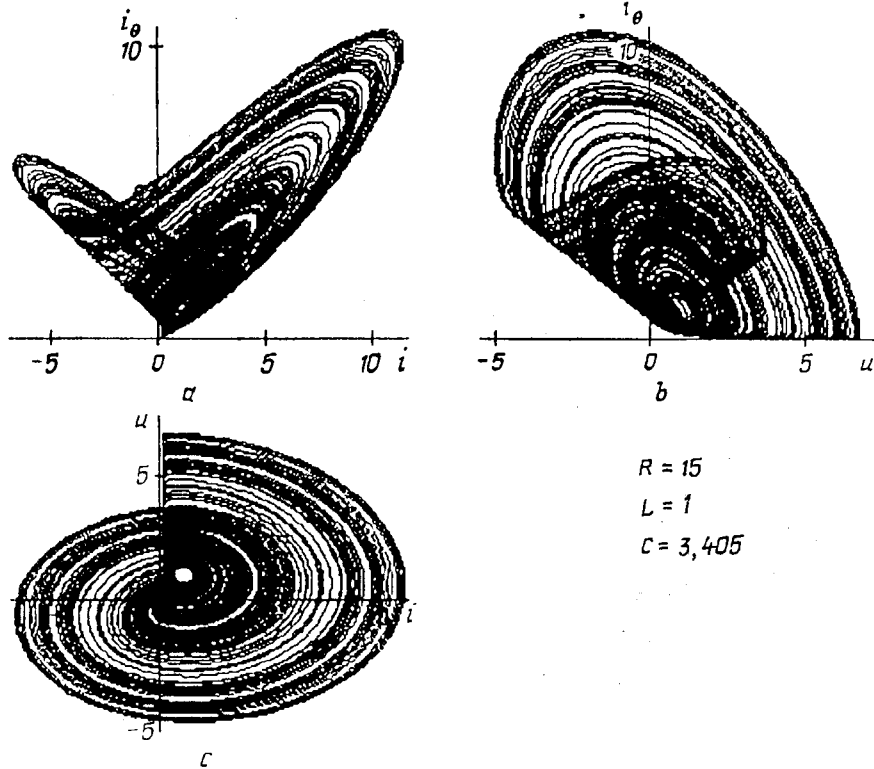


Рис. 2

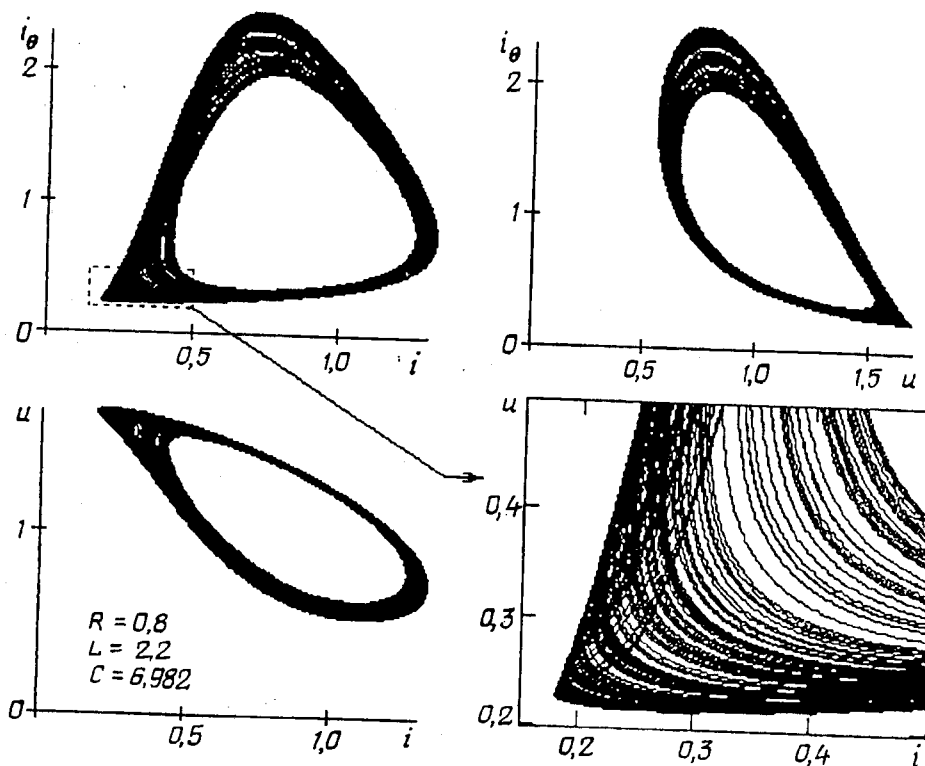


Рис. 3

-6H N  
 -6H XH  
 (P ONI  
 MBATDI  
 KOTOIE  
 -00 SH

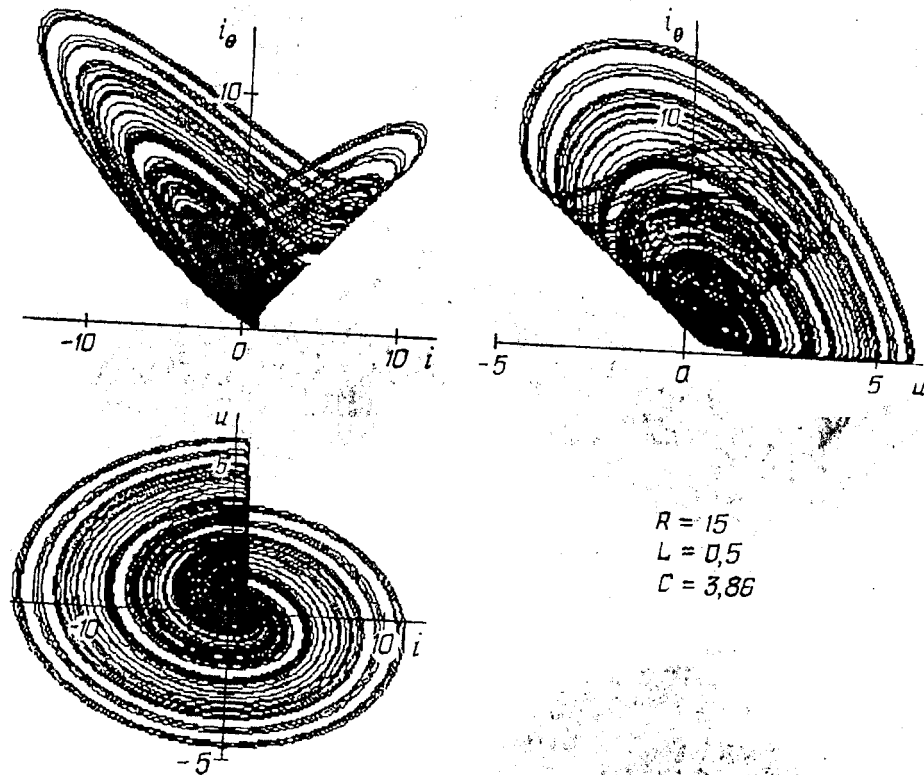


Рис. 4

годняшний момент существует несколько критериев детерминированного хаоса и среди исследователей динамических систем нет общего мнения о единственно правильном критерии. Поэтому проверяют несколько критериев и по совокупности делают вывод. При исследовании цепей с электрической дугой поступим таким же образом. Все результаты, описанные ниже, касаются только первой цепи (рис. 1, а). Остальные цепи обладают аналогичными свойствами.

**Критерий 1: чрезвычайная чувствительность к начальным условиям.** Периодические колебания в электрической цепи с дугой устойчивы. Поэтому малые возмущения не приводят к изменению вида колебаний. Разница может наблюдаться только в фазе. Это демонстрирует проведенный нами численный эксперимент (система обыкновенных дифференциальных уравнений (3) интегрировалась численно методом Рунге-Кутты по схеме Дормана-Принса 7(8) порядка с переменным шагом интегрирования [12] при точности решения дифференциальных уравнений  $10^{-15}$ ; как альтернативный и проверочный вариант использовались процедуры численного интегрирования жестких обыкновенных дифференциальных уравнений математического пакета MathCAD [3]). Одна из переменных, а именно ток реактора  $i$ , претерпевала возмущение. Причем возмущение было достаточно большим: значение возмущенной переменной было в два раза больше, чем невозмущенной. Из рис. 5, а видно, что после окончания переходного процесса возмущенные колебания тока реактора  $i$  (кривая 2) по форме не отличаются от невозмущенных (кривая

1). Отличие временных зависимостей 1 и 2 только в фазе. Фазовые портреты обоих колебаний совпадают полностью.

В диапазоне изменения параметров цепи, когда наблюдается детерминированный хаос, величина возмущения переменной составляла 0,1 %. Как видно из рис. 5, б, какой-то промежуток времени (момент указан стрелкой) возмущенные и невозмущенные колебания совпадают. Но затем они расходятся и через некоторое время кардинально отличаются друг от друга.

Критерий чрезвычайной чувствительности к начальным условиям является качественным критерием.

**Критерий 2; сплошной шумоподобный частотный спектр.** Исследовался частотный спектр колебаний независимой переменной  $i$  (ток реактора). Для его нахождения применялось комплексное преобразование Фурье (по алгоритму так называемого быстрого преобразования Фурье [3]), которое обрабатывает произвольное количество временных отсчетов. Полученные спектры показаны на рис. 6. Для наглядности на этом же рисунке показана бифуркационная диаграмма исследуемой электрической цепи с дугой [9].

В области периодических колебаний частотный спектр имеет вид отдельных пиков, которые соответствуют основной частоте автоколебаний и высшим гармоникам. После каждой бифуркации удвоения периода появляются новые пики, соответствующие субгармоникам.

В области хаотических колебаний частотный спектр имеет сплошной характер и напоминает

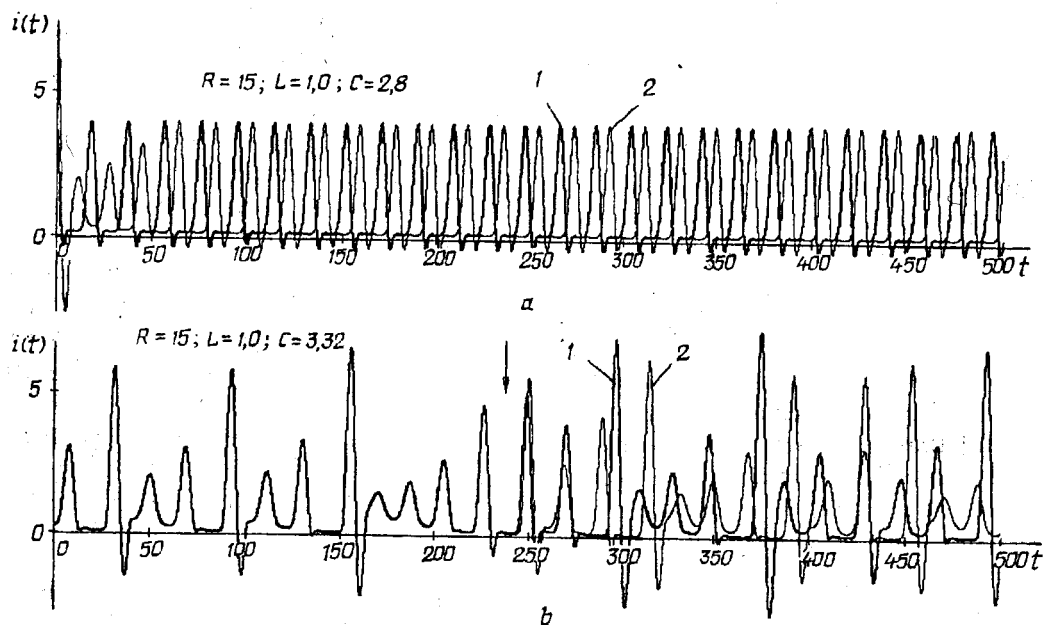


Рис. 5

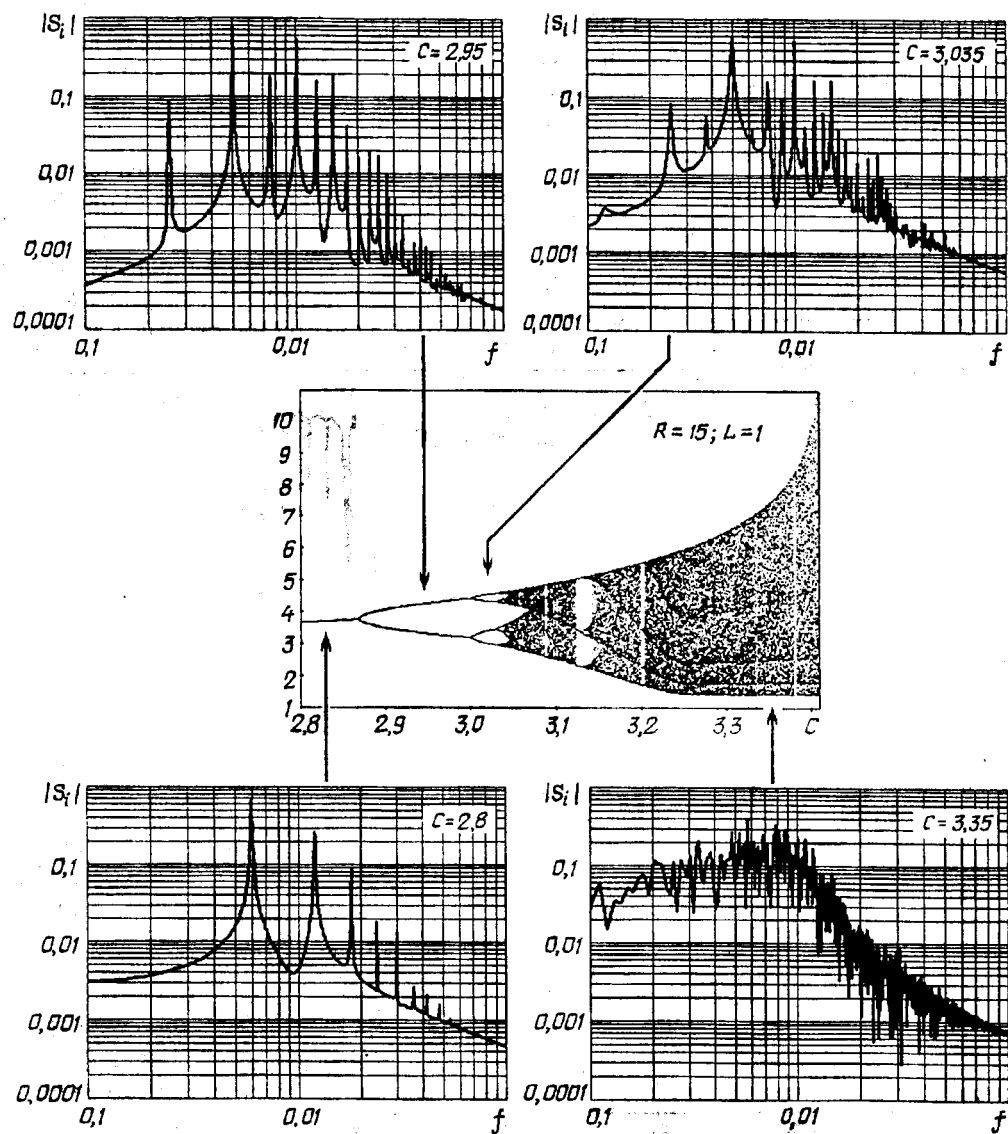


Рис. 6

сплошные спектры шумовых колебаний.

Нами не определялись дополнительные количественные параметры сплошного спектра хаотических колебаний. Таким образом, этот критерий тоже качественный.

**Критерий 3: положительность показателя Ляпунова.** Показатели Ляпунова характеризуют устойчивость траекторий в фазовом пространстве [2]. Поэтому положительность одного из них является не только свидетельством неустойчивости системы по Ляпунову, но и критерием детерминированного хаоса. Для вычисления полного спектра показателей Ляпунова применялся алгоритм, описанный в работе [2]. Вкратце его суть состоит в следующем. Решают основную задачу, интегрируя систему (3). Поведение малых возмущений находят путем интегрирования дополнительной системы, так называемой системы в вариациях [11]. Чтобы возмущения не становились слишком большими, периодически их ортонормируют с помощью процедуры ортогонализации Грамма-Шмидта [4].

На рис. 7 показаны результаты расчета трех показателей Ляпунова. Поскольку один из показателей равен нулю, на графике зависимости  $\Lambda$  от бифуркационного параметра  $C$  показано только две кривые. Для наглядности на этом же рисунке изображена бифуркационная диаграмма исследуемой электрической цепи с дугой [9], причем оси абсцисс обеих зависимостей совпадают.

Как отчетливо видно из рис. 7, в хаотических областях первый показатель Ляпунова положительный ( $\Lambda_1 > 0$ ); в периодических областях, вклю-

чая окна периодичности, первый показатель Ляпунова отрицательный ( $\Lambda_1 < 0$ ). Второй показатель Ляпунова отрицательный ( $\Lambda_2 < 0$ ) во всем диапазоне изменения бифуркационного параметра  $C$ .

Данный критерий является количественным и, как считают некоторые исследователи, "служит строгим критерием "странности" аттрактора" [2].

**Критерий 4: подкова Смейла.** Для объяснения свойств странного аттрактора Смейлом была предложена модель, которая получила название "подковы" [5,13]. Подкова позволила устранить противоречие двух свойств. С одной стороны, как было показано выше, система, демонстрирующая детерминированный хаос, неустойчива по Ляпунову, что приводит к экспоненциальному расхождению близлежащих траекторий. Но, поскольку система диссипативна, т.е. фазовый объем уменьшается, странный аттрактор должен увеличиваться только в одном направлении. С другой стороны, странный аттрактор является компактным объектом в фазовом пространстве, а линия траекторий через период преобразуется сама в себя. Эти свойства могут сосуществовать только в случае, когда линия траекторий при растяжении складывается, образуя подкову. Был поставлен численный эксперимент для того, чтобы изучить эволюцию линии траекторий на протяжении периода хаотических колебаний в электрической цепи с дугой. Однако результат оказался не наглядным. Было определено, что наглядной является эволюция окружности траекторий (рис. 8), для которой начальные и конечные состояния разнесены на плоскости. Как видно из рис. 8,

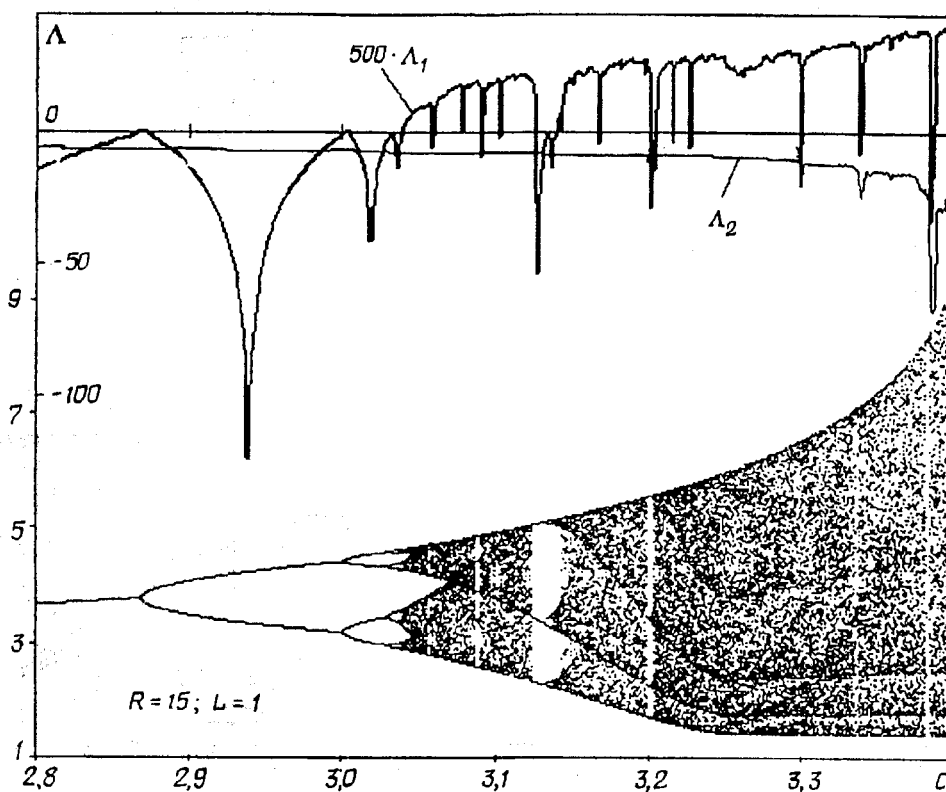


Рис. 7



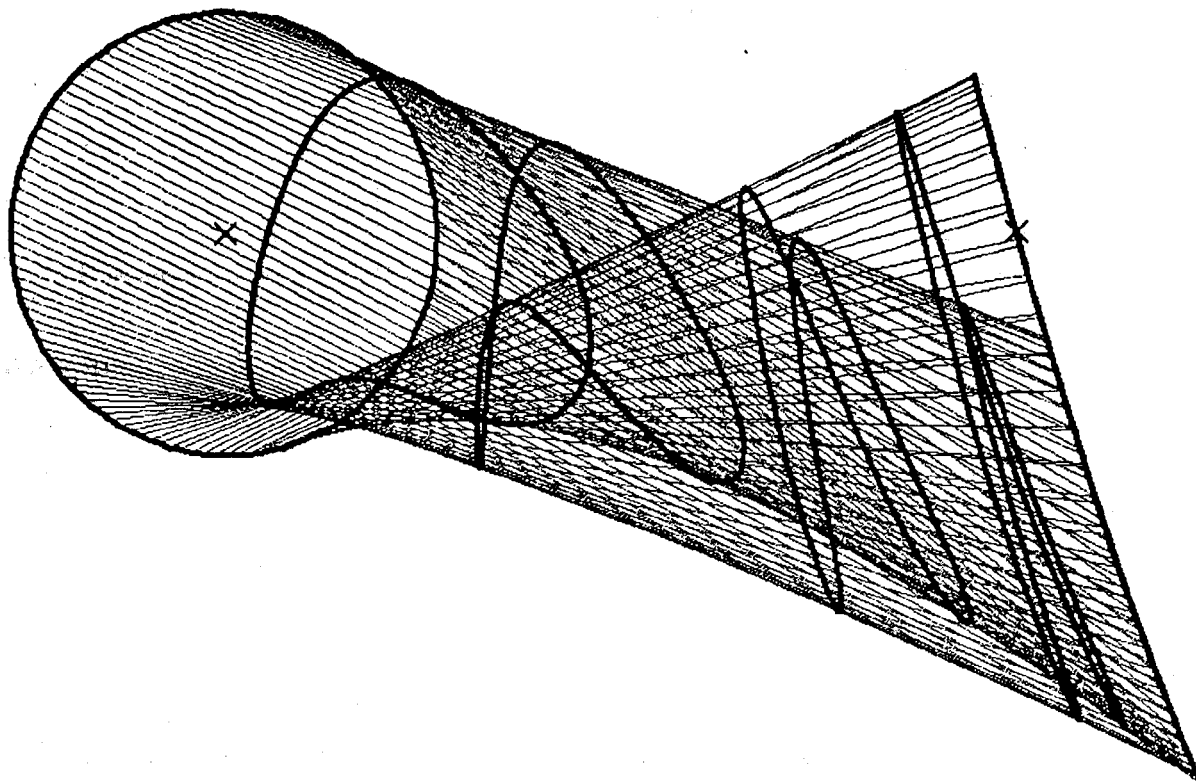


Рис. 8

окружность траекторий через период преобразуется в отрезок. Промежуточные этапы эволюции показывают, как окружность деформируется, образуя подкову.

**Выводы.** В нелинейных цепях с электрической дугой при определенных значениях параметров возникают сложные колебания.

Наличие каскада бифуркаций удвоения периода является необходимым, но не достаточным условием возникновения детерминированного хаоса.

По совокупности четырех критериев (чрезвычайной чувствительности к начальным условиям, сплошному шумоподобному частотному спектру, положительности показателя Ляпунова, подкове Смейла) можно заключить, что сложные колебания, наблюдаемые в нелинейных цепях с электрической дугой, являются детерминированным хаосом.

1. Андронов А.А., Витт А.А., Хайкин С.Э. Теория колебаний. 2-е изд. — М.: Физматгиз, 1959. — 926 с.

2. Анищенко В.С. Сложные колебания в простых системах. Механизмы возникновения, структура и свойства динамического хаоса в радиофизических системах. — Москва: Наука, 1990. — 312 с.

3. Кирьянов Д.В. Самоучитель Mathcad 11. — С.-Петербург: БХВ-Петербург, 2003. — 560 с.

4. Крейн С.Г., Бирман М.Ш., Виленкин Н.Я. и др. Функциональный анализ. — М.: Наука, 1972. — 544 с.

5. Кузнецов С.П. Динамический хаос (курс лекций). — М.: Из-во физ.-мат. лит.-ры, 2001. — 296 с.

6. Пентегов И.В., Сидорец В.Н. Энергетические параметры в математической модели динамической сварочной дуги. // Автоматическая сварка. — 1988. — №11. — С. 36 — 40.

7. Сидорец В.Н., Пентегов И.В. Возникновение и структура странного аттрактора в RLC-цепи с электрической дугой // Техн. электродинамика. — 1993. — №2. — С. 28 — 32.

8. Сидорец В.М., Пентегов И.В. Сценарій розвитку детермінованого хаосу в електричному колі з дугою. // Український фізичний журнал. — 1994. — Т.39. — № 11—12. — С. 1080 — 1083.

9. Сидорец В.Н. Структуры бифуркационных диаграмм электрической цепи с дугой. // Техн. электродинамика. — 1998. — №4. — С. 15 — 18.

10. Сидорец В.Н. Нелинейные цепи с электрической дугой: периодические и хаотические колебания // Техн. электродинамика. Тем. вип. "Проблеми сучасної електротехніки". — 2000. — Ч. 6. — С. 7 — 12.

11. Сидорец В.Н. Метод многократной стрельбы для исследования бифуркаций динамических систем // Электронное моделирование. — 2006. — Т.28. — №4. — С. 3 — 13.

12. Хайпер Э., Нёрсетт С., Ваннер Г. Решение обыкновенных дифференциальных уравнений. Нежесткие задачи. — М.: Мир, 1990. — 512 с.

13. Hirsch M.W., Smale S. Differential Equations, Dynamical Systems, and Linear Algebra. — N-Y.: Academic Press, 1974. — 358 p.

14. Sidorets V., Pentegov I. Electric Circuit with Arc: Periodic and Chaotic Behaviours // NDES'94. Proc. of the Workshop "Nonlinear Dynamics of Electronics Systems" — Krakow: University of Mining and Metallurgy, 1994. — Pp. 227 — 232.

Надійшла 04.11.08

УДК 621.314

К.А.ЛИПКОВСКИЙ, докт.техн.наук, Ю.В.РУДЕНКО, канд.техн.наук (Ин-т электродинамики НАН Украины, Киев)

### Стабилизация выходного напряжения в высоковольтном секционированном источнике питания

*Проанализирован механизм стабилизации выходного напряжения в высоковольтном секционированном источнике электропитания. Оценены погрешность и коэффициент стабилизации выходного напряжения, даны практические рекомендации по выбору структуры исполнительного органа источника электропитания.*

*Проаналізовано механізм стабілізації вихідної напруги у високовольтному секціонованому джерелі електроживлення. Оцінено похибку та коефіцієнт стабілізації вихідної напруги, дано практичні рекомендації щодо вибору структури виконавчого органу джерела електроживлення.*

Для электропитания высоковольтных нагрузок часто используются секционированные системы питания, в которых высокое выходное напряжение формируется за счет последовательного соединения по выходу некоторого числа  $N$  выпрямителей, подключенных к соответствующим вторичным обмоткам силового трансформатора [3]. Достоинством секционированных структур в высоковольтных системах является возможность использования существующей элементной базы, рассчитанной на значительно более низкие напряжения. Такая структура системы питания может быть использована для электропитания мощных электротехнологических установок [2], которые широко применяются в настоящее время в промышленности. Одной из задач, возникающих при эксплуатации таких установок, является поддержание величины напряжения питания на заданном уровне при воздействии внешних факторов, например, изменении входного сетевого напряжения.

Возможная структура секционированного источника питания показана на рис. 1. На данном рисунке показано, что в таком источнике питания к вторичной стороне силового трансформатора ТР1 подключено определенное число секций выходных выпрямителей. Выходы всех выпрямителей соединены последовательно, что позволяет сформировать заданный уровень высокого выходного напряжения. Допустим, что силовой трансформатор источника представляет собой идеальный трансформатор с коэффициентом трансформации между первичной обмоткой и каждой из

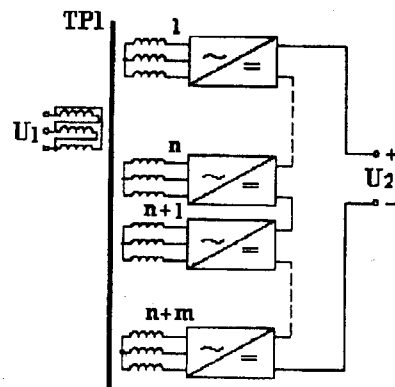


Рис. 1

вторичных обмоток, равным по величине  $\alpha$ . Таким образом, напряжения на выходе каждой секции источника равны между собой. Считаем также, что в данной структуре источника имеется  $n$  секций, каждая из которых в рабочем режиме всегда подключена к нагрузке. Этот тип секций назовем нерегулируемыми. Имеется также  $m$  секций (назовем их регулирующими), которые в зависимости от сигналов системы управления могут дискретно находиться в двух состояниях — включенном и выключенном. Во включенном состоянии на выходе такой секции формируется напряжение, пропорциональное коэффициенту трансформации  $\alpha$  и равному напряжению на выходе остальных  $n$  секций. В выключенном состоянии напряжение на выходе этой секции  $m$  равно нулю. Таким образом, общее число секций на вторичной стороне трансформато-

ра равно  $n+m$ . Подключая либо отключая регулировочные секции источника при изменении входного напряжения, можно добиться стабильности величины выходного напряжения с точностью, равной половине величины напряжения на одной секции.

С целью рационального выбора количества секций (нерегулируемых и регулировочных) и определения нестабильности выходного напряжения при разных условиях их подключения рассчитаем внешнюю характеристику рассматриваемого источника.

Допустим, что система управления регулировочными секциями имеет фиксированные пороги срабатывания на включение-выключение секций на максимальном  $U_{2\max}$  и минимальном  $U_{2\min}$  уровнях. В дальнейшем используем понятие нестабильности (погрешности) выходного напряжения  $\delta$ , требования к которой задаются потребителем, относительно величины номинального выходного напряжения  $U_{2\text{ном}}$

$$\delta = \frac{U_{2\max} - U_{2\text{ном}}}{U_{2\text{ном}}} = \frac{U_{2\text{ном}} - U_{2\min}}{U_{2\text{ном}}}$$

Проследим процесс формирования внешней характеристики рассматриваемого источника (рис. 2). Эта характеристика состоит из отрезков прямых, исходящих из начала координат, тангенсы углов наклона к оси абсцисс которых численно равны суммарному коэффициенту передачи по напряжению исполнительного органа ИО, который представляет собой трансформатор ТР1 совместно с  $n+m$  секциями выходных выпрямителей. Эти отрезки ограничены по оси ординат: сверху максимальным значением выходного напряжения  $U_{2\max} = U_{2\text{ном}}(1+\delta)$ , а снизу — его минимальным значением  $U_{2\min} = U_{2\text{ном}}(1-\delta)$ .

Для удобства рассмотрения исходной точкой описания процесса стабилизации будем считать режим работы, когда нагрузка подключена к  $n$  последовательно соединенным секциям. Начало этого

режима (точка "0") совпадает с максимальным входным напряжением  $U_{1\max} = U_{10}$  (рис. 2). Обозначим максимальное относительное (нормированное по  $U_{1\text{ном}}$ ) входное напряжение через  $\rho = U_{10} / U_{1\text{ном}}$ , а отношение номинальных значений входного и выходного напряжения — через  $f = U_{1\text{ном}} / U_{2\text{ном}}$ .

Таким образом, точка "0" на характеристике будет соответствовать первому — минимальному — коэффициенту передачи ИО, который равен

$$K_1 = K_{\min} = \frac{U_{2\text{ном}}(1+\delta)}{U_{10}} = \frac{U_{2\text{ном}}(1+\delta)}{U_{1\text{ном}}\rho} = \frac{1+\delta}{\rho f} \quad (1)$$

При уменьшении по каким-либо причинам входного напряжения до величины  $U_{11}'$  выходное напряжение снижается до своего минимально допустимого уровня  $U_{2\min}$ , и система управления источником производит последовательное подключение к нерегулируемым  $n$  секциям первой из  $m$  регулировочных секций. При этом коэффициент передачи ИО дискретно возрастет до значения

$$K_2 = K_1(n+1) / n \quad (2)$$

Однако при данном значении входного напряжения  $U_{11}' < U_{10}$  величина напряжения на всех секциях, в том числе и на подключенной секции, уменьшена. Поэтому рабочая точка при подключении этой секции переместится в точку  $U_{21}' < U_{2\max}$ .

Очевидно, что для любого  $i$ -го коэффициента передачи можно записать

$$K_i = K_1(n+i-1) / n, \quad i = \overline{1, J}, \quad (3)$$

где  $J$  — число возможных коэффициентов передачи (число нетождественных состояний ИО), причем оно на единицу превосходит число регулировочных секций

$$J = m + 1 \quad (4)$$

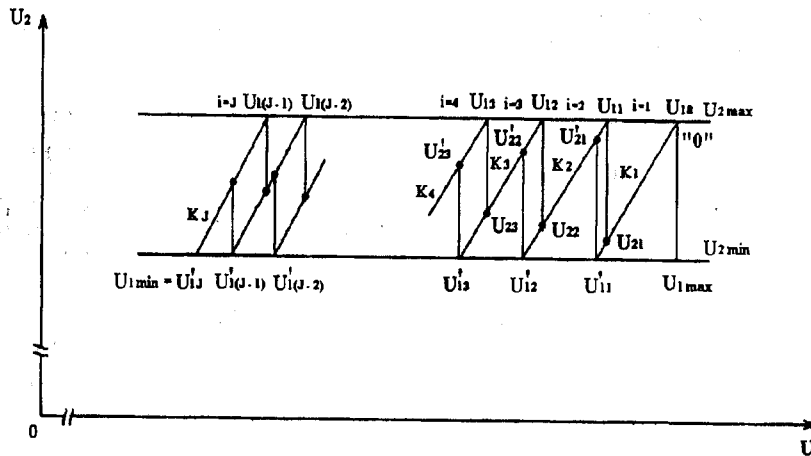


Рис. 2

Минимальное входное напряжение, пронормированное по его номиналу, обозначим через  $\mu = U_{1\min} / U_{1\text{ном}} = U'_{1i} / U_{1\text{ном}}$ .

Необходимо отметить, что вплоть до последнего состояния  $J$  рабочие точки  $U'_{2i}$  при новых подключениях секций из числа  $m$  будут уменьшать свои значения по оси ординат. Так описывается процесс стабилизации при уменьшении входного напряжения в рассматриваемом источнике питания.

При увеличении входного напряжения характер изменения выходного напряжения существенно другой: переход от  $i$ -го к  $(i-1)$ -му коэффициенту передачи происходит при напряжении  $U_{1i} > U'_{1i}$ , а выходное напряжение ограничено своим максимально допустимым верхним пределом  $U_{2\max}$ . При различном протекании процесса стабилизации в прямом и обратном направлениях естественно возникают петли гистерезиса ( $U_{1i} \neq U'_{1i}$ ). Заметим, что эти петли являются не просто естественными: без них незначительные колебания входного напряжения в зонах переключений могли бы приводить к возникновению гораздо больших колебаний выходного напряжения, что крайне нежелательно.

Напряжения в точках переключения секций легко определить, имея выражение для коэффициентов передачи. Запишем их в нормированном виде

$$U'_{1i} = \frac{U_{1i}}{U_{1\text{ном}}} = \frac{U_{2\max}}{U_{1\text{ном}} K_{(i+1)}} = \frac{1+\delta}{f \cdot \frac{1+\delta}{\rho f} \cdot \frac{n+i+1}{n}} = \rho \frac{n}{n+i}, \quad (5)$$

$$U_{1i} = \frac{U'_{1i}}{U_{1\text{ном}}} = \frac{U_{2\min}}{U_{1\text{ном}} K_i} = \frac{1-\delta}{f \cdot \frac{1+\delta}{\rho f} \cdot \frac{n+i-1}{n}} = \rho \frac{n(1-\delta)}{(1+\delta)(n+i-1)}. \quad (6)$$

Для полноты описания внешней характеристики определим нормированные по  $U_{2\text{ном}}$  значения выходных напряжений, которые соответствуют моментам переключений

$$U'_{2i} = \frac{U_{1i} K_i}{U_{2\text{ном}}} = \frac{U_{1\text{ном}} \rho}{U_{2\text{ном}}} \cdot \frac{n}{n+i} \cdot \frac{(1+\delta)(n+i-1)}{\rho f n} = (1+\delta) \frac{n+i-1}{n+i}, \quad (7)$$

$$U_{2i} = \frac{U'_{1i} K_{(i+1)}}{U_{2\text{ном}}} = \frac{U_{1\text{ном}} \rho}{U_{2\text{ном}}} \times \frac{n(1-\delta)}{(1+\delta)(n+i-1)} \cdot \frac{(1+\delta)(n+i)}{\rho f n} = (1-\delta) \frac{n+i}{n+i-1}. \quad (8)$$

Эти уравнения содержат одновременно параметры  $n$  и  $\delta$ , которые в принципе связаны между собой. (Заметим, что независимо от номера режима  $U'_{2i} \cdot U_{2i} = 1 - \delta^2 \approx 1$ , поскольку обычно  $\delta \leq 0,05$ ).

Рассмотрим вариант построения характеристики, когда при  $U_1 = U_{10}$  точке  $U_{2\max}$  соответствует  $n$  секций, а точке  $U_{2\min}$  соответствует  $(n-1)$  секция. В этом случае можно записать

$$U_{2\max} = (1+\delta) U_{2\text{ном}} = n U_{cm} = n(\alpha U_{10}); \quad (9)$$

$$U_{2\min} = (1-\delta) U_{2\text{ном}} = (n-1) U_{cm} = (n-1)(\alpha U_{10}), \quad (10)$$

где  $U_{cm}$  — максимальное напряжение на секции, т.е. напряжение на секции при максимальном входном напряжении (это значение и будет расчетной величиной).

Из уравнений (9) и (10) находим

$$1+\delta = 2\delta n, \quad (11)$$

откуда

$$n \geq (1+\delta) / 2\delta; \quad (12)$$

$$\delta \leq 1 / (2n-1). \quad (13)$$

Знаки "больше" и "меньше" введены в силу того, что  $n$  должно быть целым числом, равным, или ближайшим большим числом к величине  $(1+\delta) / 2\delta$ , а  $\delta$  может быть и меньше задаваемой погрешности.

С учетом (13) запишем уравнения (6)–(8) в функции только параметра  $n$  (уравнение (5), в котором отсутствует  $\delta$ , сохранит свой вид)

$$U'_{1i} = \rho \frac{n-1}{n+i-1}; \quad (6')$$

$$U'_{2i} = \frac{2n}{2n-1} \cdot \frac{n+i-1}{n+i}; \quad (7')$$

$$U_{2i} = \frac{2(n-1)}{2n-1} \cdot \frac{n+i}{n+i-1}. \quad (8')$$

Из уравнений (5) и (6') легко определяется уравнение для нахождения ширины упомянутой ранее петли гистерезиса характеристики, также нормированной по  $U_{1\text{ном}}$

$$\Delta U_n = \rho \frac{i}{(n+i)(n+i-1)}. \quad (14)$$

Она минимальна при  $i = 1$

$$\Delta U_{\text{пmin}}^* = \rho \frac{1}{(n+1)n} \quad (15)$$

и расширяется по мере уменьшения входного напряжения (увеличения  $i$ ), достигая своего последнего максимального значения при  $i = J-1$ .

В пределах  $i$ -ой петли ИО может находиться в одном из двух состояний:  $i$ -ом или  $(i-1)$ -ом, в зависимости от характера изменения входного напряжения (повышения или понижения). Чтобы не появилось третье объективно ненужное состояние, необходимо не допускать "перекреста" петель, естественно, наиболее широких. Для этого должно соблюдаться неравенство  $U_{1(J-1)}^* \leq U_{1(J-2)}^*$  или, с учетом (5) и (6')

$$\rho \frac{n}{n+J-1} \leq \rho \frac{n-1}{n+J-3}, \quad (16)$$

откуда находим предельное максимально реализуемое число состояний

$$J \leq J_{\text{max}} = n+1. \quad (17)$$

Таким образом, исходя из (4) и (17), заключаем, что число регулировочных секций  $m$  не может превышать число нерегулируемых секций  $n$ , т.е. необходимо, чтобы  $m \leq n$ . Максимальное относительное напряжение на каждой секции выходной обмотки достигается при на  $U_1 = U_{10}$  и равно

$$U_{\text{сmax}}^* = U_{\text{сmax}} / U_{2\text{ном}} = 2\delta = 2 / (2n-1). \quad (18)$$

Представляет интерес определение предельных возможностей этого варианта расчета исполнительной структуры. Исходя из (6') и (17), определяем относительную величину нижней границы зоны стабилизации

$$U_{1\text{min}}^* = U_{1J}^* = \rho(n-1) / (n+J-1) = \rho(n-1) / 2n, \quad (19)$$

и, соответственно, относительное предельное значение ширины этой зоны

$$\Delta U_{1\text{пр}}^* = U_{1\text{max}}^* - U_{1\text{min}}^* = \rho - \rho \frac{n-1}{2n} = \rho \frac{n+1}{2n}. \quad (20)$$

Рассмотрим распространенный случай, когда отклонения входного напряжения "вниз" и "вверх" от номинала одинаковы, т.е.  $(1 - U_{1\text{min}}^*) = (U_{1\text{max}}^* - 1)$ . Подставляя в это равенство формулы (4) и (6'), находим

$$2 = \rho + \rho \frac{n-1}{n-1+i_{\text{max}}} = \rho \left( 1 + \frac{n-1}{n+m} \right). \quad (21)$$

Из (21) легко определить, какое  $\rho$  можно получить при заданных количествах основных секций  $n$  и регулировочных секций  $m$

$$\rho = 2(n+m) / (2n-1+m) \quad (22)$$

либо какое число дополнительных (регулируемых) секций надо использовать для получения заданного  $\rho$

$$m \geq \frac{\rho(2n-1) - 2n}{2-\rho}. \quad (23)$$

Знак "больше" в этом уравнении говорит лишь о том, что в качестве  $m$  необходимо выбирать ближайшее к полученному большее целое число.

При этом для относительного значения ширины зоны стабилизации получаем

$$\Delta U_{1m}^* = \rho - \rho \frac{n-1}{n+m} = \rho \frac{m+1}{n+m} \quad (24)$$

или с учетом (22)

$$\Delta U_{1m}^* = \frac{2(m+1)}{(2n-1+m)}. \quad (25)$$

Введем понятие коэффициента стабилизации, показывающего во сколько раз уменьшается нестабильность выходного напряжения по отношению к отклонениям входного при использовании  $m$  регулировочных секций,

$$K_{\text{СТ}} = \frac{\Delta U_{1m}^*}{\Delta U_2^*} = \frac{\Delta U_{1m}^*}{2\delta} = \frac{(2n-1)(m+1)}{(2n-1)+m}. \quad (26)$$

Проследим, как зависит  $K_{\text{СТ}}$  от параметра  $m$  для конкретного числа нерегулируемых секций, например, при  $n = 15$ , когда  $\delta = (2n-1)^{-1} = 0,03448$ . Как видно из таблицы,  $K_{\text{СТ}}$  с ростом  $m$  увеличивается, что естественно, однако эффективность стабилизации ( $K_{\text{СТ}}/J$ ) существенно падает, что вызвано наличием все расширяющихся петель гистерезиса в характеристике вход-выход.

Проанализированный вариант построения характеристики вход-выход исполнительного органа рассматриваемого источника питания не является, естественно, единственно возможным. Кратко остановимся еще на одном варианте, чтобы проследить, как влияет выбор напряжения секции на характеристику. Предположим, что при входном напряжении  $U_{11} = U_{10}(1-\delta') / (1+\delta')$  величине выходного напряжения  $U_{2\text{max}}$  соответствует  $(n+1)$  секция, а напряжению  $U_{2\text{min}} - n$  секций, т.е.

$$U'_{2\text{max}} = (1+\delta') U_{2\text{ном}} = (n+1) (\alpha' U_{11}), \quad (27)$$

$$U'_{2\text{min}} = (1-\delta') U_{2\text{ном}} = n (\alpha' U_{11}), \quad (28)$$

откуда находим

$$n \geq (1 - \delta') / 2\delta', \quad (29)$$

$$\delta' = (2n + 1)^{-1}. \quad (30)$$

| n=15 | I вариант |                  | II вариант |                  |
|------|-----------|------------------|------------|------------------|
|      | $K_{CT}$  | $K_{CT} / J, \%$ | $K_{CT}$   | $K_{CT} / J, \%$ |
| 1    | 1,933     | 96,7             | 1,998      | 99,9             |
| 2    | 2,806     | 93,5             | 2,931      | 97,7             |
| 3    | 3,625     | 90,6             | 3,807      | 95,2             |
| 4    | 4,394     | 87,9             | 4,629      | 92,6             |
| 5    | 5,118     | 85,3             | 5,404      | 90,1             |
| 6    | 5,8       | 82,8             | 6,134      | 87,6             |
| 7    | 6,444     | 80,6             | 6,823      | 85,3             |
| 8    | 7,054     | 78,4             | 7,475      | 83,1             |
| 9    | 7,631     | 76,3             | 7,963      | 79,6             |
| 10   | 8,179     | 74,3             | 8,68       | 78,9             |
| 11   | 8,7       | 72,5             | 9,237      | 76,9             |
| 12   | 9,195     | 70,7             | 9,767      | 75,1             |
| 13   | 9,667     | 69,0             | 10,272     | 73,5             |
| 14   | 10,116    | 67,4             | 10,753     | 71,7             |
| 15   | 10,545    | 65,9             | 11,213     | 70,0             |
| 16   | -         | -                | 11,625     | 68,5             |
| 17   | -         | -                | 12,072     | 67,1             |

Как видно, при том же числе основных секций  $n$  величина погрешности стабилизации уменьшилась в  $(2n + 1) / (2n - 1)$  раз по сравнению с предыдущим вариантом, и теперь максимальное напряжение на секции будет определяться следующим образом:

$$U_{cmax}^{*} = 2\delta' \frac{1 + \delta'}{1 - \delta'} = \frac{2(n + 1)}{n(2n + 1)}, \quad (31)$$

т.е. оно будет меньше, чем в предыдущем варианте, в  $n(2n + 1) / (n + 1)(2n - 1)$  раз. Несмотря на заметную разницу формул, эти изменения достаточно малы. Так, например, для характерного случая  $n = 15$  имеем:  $\frac{2n + 1}{2n - 1} = 1,0689$ , а  $\frac{n(2n + 1)}{(n + 1)(2n - 1)} = 1,0022$ .

Несколько изменятся и другие формулы для определения интересующих нас напряжений (кроме формулы (5)):

$$U_{ii}^{*} = \rho \frac{n}{n + 1} \frac{n}{n - 1 + i}; \quad (6'')$$

$$U_{2i}^{*} = \frac{2(n + 1)}{2n + 1} \frac{n + i - 1}{n + i}; \quad (7'')$$

$$U_{2i}^{*} = \frac{2n}{2n + 1} \frac{n + i}{n + i - 1}. \quad (8'')$$

Для ширины петли гистерезиса характеристики вход-выход при  $i$ -ом переключении теперь имеем

$$\Delta U_{ii} = \rho \frac{n(i - 1)}{(n + 1)(n + i)(n - 1 + i)}. \quad (32)$$

Как видно, при  $i = 1$  ширина петли сводится к нулю (первая петля "исчезает"), и во всем диапазоне изменения входного напряжения петли оказываются более узкими, чем в первом варианте расчета.

Исходя из условия неперекрывания последних наиболее широких петель гистерезиса  $U_{1(J-1)}^{*} \leq U_{1(J-2)}^{*}$  (рис. 2), находим, что предельное максимальное число состояний системы теперь больше, чем ранее

$$J \leq J_{max} = n + 3, \quad (33)$$

т.е. предельное число регулировочных секций  $m \leq n + 2$ . Минимальная предельная нижняя граница допустимого изменения входного напряжения

$$U_{1np}^{*} = U_{1J}^{*} = \rho \frac{n^2}{2(n + 1)^2}. \quad (34)$$

Если  $i < J$ , то для определения ширины диапазона изменения входного напряжения имеем

$$\Delta U_{ii}^{*} = \rho - \rho \frac{n}{n + 1} \frac{n}{n - 1 + i} = \rho \frac{(n + 1)i - 1}{(n + 1)(n - 1 + i)}. \quad (35)$$

Максимальное ее значение при  $i = J = n + 3$  равно

$$\Delta U_{1np}^{*} = \frac{n^2 + 4n + 2}{2(n + 1)^2}. \quad (36)$$

Если, как и ранее, принять для определенности  $(1 - U_{1min}^{*}) = (U_{1max}^{*} - 1)$ , то получим

$$2 = \rho + \rho \frac{n}{n + 1} \frac{n}{n - 1 + m - 1} = \rho \left[ 1 + \frac{n^2}{(n + 1)(n + m)} \right], \quad (37)$$

откуда

$$\rho = \frac{2(n + 1)(n + m)}{n^2 + (n + 1)(n + m)}. \quad (38)$$

Подставляя (38) в (35) при  $i = m + 1$ , находим

$$\Delta U_{1m}^* = 2 \frac{n+m(n+1)}{n^2+(n+1)(n+m)} \quad (39)$$

При этом выражение для коэффициента стабилизации будет иметь вид

$$K_{CT} = \frac{\Delta U_{1m}^*}{2\delta'} = \frac{n+m(n+1)}{n^2+(n+1)(n+m)} \cdot (2n+1) \quad (40)$$

Как видно из приведенных в таблице данных, коэффициент стабилизации  $K_{CT}$  при таком расчете характеристики вход-выход исполнительного органа несколько выше в силу меньшей ширины петель гистерезиса этой характеристики и меньшей погрешности стабилизации  $\delta'$ .

Проведенные расчеты показали следующее. В высоковольтных секционированных системах электропитания возможна стабилизация выходного напряжения при изменении входного с заданной точностью, которая определяется количеством нерегулируемых секций исполнительного органа (секций вторичных обмоток силового трансформатора). Для повышения точности стабилизации выходного напряжения необходимо перейти к большему числу нерегулируемых секций, что связано со снижением максимальной величины напряжения на секции.

Ширина зоны стабилизации определяется количеством используемых регулировочных секций, причем, если максимальное напряжение на секции при максимальном входном напряжении определяется по первому варианту построения характеристики вход-выход, то допустимое число регулировочных секций должно быть не больше числа нерегулируемых секций. При втором варианте — не больше числа нерегулируемых секций плюс две.

Коэффициент стабилизации зависит от числа регулировочных секций. При увеличении этого числа он возрастает, хотя при этом снижается эффективность стабилизации за счет наличия расширяющихся петель гистерезиса в характеристике вход-выход источника. В результате расчетов установлено, что коэффициенты стабилизации, рассчитанные по двум приведенным вариантам, мало отличаются друг от друга. Но, тем не менее, например, для обеспечения величины коэффициента

стабилизации на уровне 8,7 при первом варианте построения необходимо использовать 11 регулировочных секций, а при втором — можно 10. При этом эффективность стабилизации во втором случае будет выше, чем в первом.

Второй вариант построения характеристики вход-выход является аничным. Он затруднен в практическом применении из-за отсутствия петли гистерезиса в данной характеристике при максимальных входных напряжениях. Однако этот вариант приведен для иллюстрации различных возможностей построения такой характеристики.

Также необходимо отметить, что форма внешней характеристики вход-выход источника питания при принятом способе стабилизации напряжения существенно отличается от случая с изменением числа однотипных секций входной обмотки силового трансформатора [1]. Отличие состоит в характере изменения ширины петель характеристики: с уменьшением входного напряжения ширина петель увеличивается. Особенностью рассмотренного в статье подхода к построению внешней характеристики является возможная его многовариантность — при изменении порядка определения максимального напряжения на секции, несмотря на сохранение внешнего подобия, характеристика вход-выход претерпевает некоторые незначительные количественные изменения.

Приведенные результаты анализа представляют практический интерес, поскольку позволяют обоснованно выбирать структуру секционированного высоковольтного источника питания для обеспечения требуемых параметров выходного напряжения: неустойчивости и коэффициента стабилизации.

1. Липківський К.О. Порівняльна оцінка основних варіантів побудови розрахункових характеристик виконавчих структур дискретних стабілізаторів напруги змінного струму // Техн. електродинаміка. — 2005. — №5. — С. 28–31.

2. Руденко Ю.В. Регулировочные характеристики секционированного источника питания для электронно-лучевых технологий // Техн. електродинаміка. — 2009. — №1. — С. 67–70.

3. А.С. 944020 СССР, МКИ<sup>3</sup> H02 M7/06. Преобразователь переменного напряжения в постоянное / Ю.И. Дравович, И.Г. Пономарев, В.В. Чаруга, И.А. Криштафович. // БИ — 1982. — №26.

Надійшла 20.11.08

УДК 622:621.3

К.М.МАРЕНИЧ, канд.техн.наук, С.В.ВАСИЛЕЦЬ (ДВНЗ "Донецький національний технічний ун-т", Донецьк)

## Обґрунтування ефективності нейтралізації зворотної ЕРС двигунів як способу підвищення безпеки експлуатації електротехнічного комплексу дільниці шахти

*На основі теоретичного аналізу стану кола однофазного витоку струму на землю протягом аварійного процесу в умовах електротехнічного комплексу технологічної дільниці вугільної шахти обґрунтовано ефективність нейтралізації зворотної ЕРС двигунів споживачів як способу підвищення безпеки.*

*На основании теоретического анализа состояния цепи однофазной утечки тока на землю при аварийном процессе в условиях электротехнического комплекса технологического участка угольной шахты обоснована эффективность нейтрализации обратной ЭДС двигателей потребителей как способа повышения безопасности.*

**Постановка проблеми та її зв'язок з прикладними задачами.** В електротехнічному комплексі технологічної дільниці вугільної шахти (ЕТК ДШ) безпека експлуатації електричних установок підтримується функціонуванням апарату захисного відключення (АЗ). Такий апарат здатен з високою швидкістю виявити факт торкання людиною елементів електромережі, що знаходяться під напругою. Більшість сучасних АЗ додатково обладнані пристроєм автоматичної компенсації ємнісної складової струму витоку на землю. Незважаючи на широке впровадження цих засобів, дільничні ЕТК продовжують становити небезпеку електроураження. Це обумовлено дією зворотної ЕРС асинхронних двигунів (АД) споживачів на коло витоку після захисного відключення мережі.

**Стан питання.** Основи теорії електробезпеки при експлуатації дільничних ЕТК були закладені Р.М.Лейбовим, який обґрунтував ефективність захисного відключення мережі та статичної компенсації ємнісної складової струму витоку. В роботах Дзюбана В.С. та Колосюка В.П. був запропонований принцип контролю витоку струму на землю шляхом порівняння оперативного та еталонного струмів, а також автоматична компенсація ємнісної складової струму витоку на землю. Задачі удосконалення схем АЗ та підвищення їхніх експлуатаційних властивостей вирішуються і зараз.

В контексті пошуку шляхів підвищення електробезпеки при експлуатації ЕТК ДШ в матеріалах досліджень вказується на можливість електроураження людини від зворотної ЕРС АД споживачів

після захисного відключення мережі. Нейтралізація дії вказаної ЕРС розглядається як один із можливих шляхів підвищення електробезпеки стану кола однофазного витоку струму на землю [1,4,6, 7].

**Невирішені частини загальної проблеми.** Ефективність застосування АЗ в значній мірі визначається ступенем компенсації ємнісної складової струму витоку на землю, в тому числі, і після захисного відключення мережі [4, 6, 7]. Згасання ЕРС обертання двигунів призводить до самовільного відключення комутаційних апаратів (КА) відгалужень через зниження напруги на їхніх котушках керування. Відбувається стохастична реконфігурація мережі, а отже — зміна параметрів її ізоляції. Виникають умови для перестроювання автокомпенсуючого пристрою, що погіршує його захисні характеристики. Після відключення КА аварійного відгалуження подальша компенсація ємнісної складової струму витоку є неможливою. Зараз процеси, що обумовлені дією зворотніх ЕРС АД споживачів щодо проблематики електробезпеки експлуатації ЕТК ДШ, досліджені недостатньо.

**Постановка задачі.** Задачею дослідження є обґрунтування ефективності нейтралізації зворотної ЕРС двигунів після захисного відключення мережі в контексті підвищення безпеки експлуатації електротехнічного комплексу технологічної дільниці шахти.

**Результати досліджень.** Теоретичний аналіз стану кола витоку на землю в умовах ЕТК дільниці шахти передбачає обґрунтування відповідної математичної моделі. Приймаються наступні припу-



щення: номінальний рівень лінійної напруги мережі — 660 В; компенсація ємнісної складової струму витoku на землю не враховується; спрацьовування комутаційних апаратів відбувається миттєво за відсутності електричної дуги. До складу типового ЕТК ДШ (рис. 1) входить загальна частина мережі, що складається з дільничного трансформатора ТР, автоматичного вимикача АВ та магістрального кабеля МК, а також  $n$  відгалужень. Кожне з відгалужень включає АД споживача, що під'єднується до відповідного комутаційного апарату відгалуження КА за допомогою гнучкого кабеля ГК. Процеси у  $k$ -му відгалуженні ( $k = \overline{1, n}$ ) до моменту захисного відключення АВ описуються системою диференціальних рівнянь [3]:

$$\begin{aligned} d\bar{\psi}_{1k} / dt &= \bar{u}_1 - \bar{i}_k R_{1k}; \\ d\bar{\psi}_{rk} / dt &= j\omega_k \bar{\psi}_{rk} - \bar{i}_{rk} R_{rk}; \\ d\omega_k / dt &= (M_k - M_{ck}) / J_k, \end{aligned} \quad (1)$$

де  $\bar{\psi}_{1k}, \bar{\psi}_{rk}$  — просторові вектори потокозчеплення статорного кола та ротора  $k$ -го двигуна;  $\bar{u}_{sk}, \bar{i}_k, \bar{i}_{rk}$  — просторові вектори напруги на затискачах статора  $k$ -го двигуна, струму у  $k$ -му відгалуженні та роторного струму  $k$ -го двигуна відповідно;  $R_{1k} = R_{KAK} + R_{kk} + R_{sk}, R_{rk}$  — активні опори фази статорного кола та ротора  $k$ -го АД відповідно;  $M_k, M_{ck}, J_k$  — моменти: обертаючий, опору та інерції відповідно;  $\omega_k$  — частота обертання ротора  $k$ -го двигуна. Крім того, на рис. 1 позначено:  $\bar{u}_1$  — просторовий вектор напруги на вході КА відгалужень;  $L_{kk}$  — індуктивний опір фази  $k$ -го ГК.

Процеси в загальній частині мережі до відключення АВ описуються диференціальним рівнянням

$$\bar{u}_1 = \bar{u} - (R_{mp} + R_{AB} + R_{MK}) \bar{i}_\Sigma - (L_{mp} + L_{MK}) d\bar{i}_\Sigma / dt, \quad (2)$$

де  $\bar{u}, \bar{i}_\Sigma = \sum \bar{i}_k$  — просторові вектори ЕРС, що вводиться у вторинній обмотці ТР головним потоком, та струму у загальній частині мережі відповідно;  $R_{mp}, R_{AB}, R_{MK}$  — активні опори фази вторинної обмотки ТР, автоматичного вимикача та МК;  $L_{mp}, L_{MK}$  — відповідно індуктивності вторинної обмотки ТР та магістрального кабеля.

Відключення комутаційних апаратів моделюється стрибкоподібною зміною їх опору ( $R_{AB}$  або  $R_{KAK}$ ) від перехідного опору у замкненому стані (для однієї фази прийнято  $R_{ABmin} = R_{KAKmin} = 10^{-3}$  Ом) до значення, що відповідає опору ізоляції між розімкненими контактами комутаційного апарату (приймається  $R_{ABmax} = R_{KAKmax} = 10^6$  Ом).

Стохастичне самовільне відключення КА відгалужень під час вибігу двигунів може бути враховано встановленням функціональної залежності опору  $R_{KAK}$  від двох параметрів:  $R_{KAK} = f(\bar{u}_1, X_k)$ . Перший з них (просторовий вектор  $\bar{u}_1$ ) визначає напругу на вході комутаційних апаратів, другий — випадкова безперервна нормально розподілена величина  $X_k$ , реалізації якої визначають відносні значення напруги самовільного відключення КА  $k$ -го відгалуження. До досягнення напругою на вході КА рівня самовільного відключення виконувалася умова  $R_{KAK} = R_{KAKmin}$ , після чого опір  $R_{KAK}$  дорівнює  $R_{KAKmax}$ .

Моделювання перехідних процесів в ЕТК ДШ при стрибкоподібній зміні коефіцієнтів диференціальних рівнянь (1) та (2), а саме опорів  $R_{AB}$  та  $R_{KAK}$  — проводилося за допомогою Simulink-моделі, структурну схему якої показано на рис. 2. Прийнято припущення про незмінність моментів опору та інерції на валах двигунів споживачів під час вибігу.

Струм витoku  $i_\Delta$  через опір кола однофазного витoku  $R_{\Delta B}$  визначається із системи рівнянь, що складені за відповідною заступною схемою (рис. 3) [2]:

$$i_\Delta = i_1 + i_2;$$

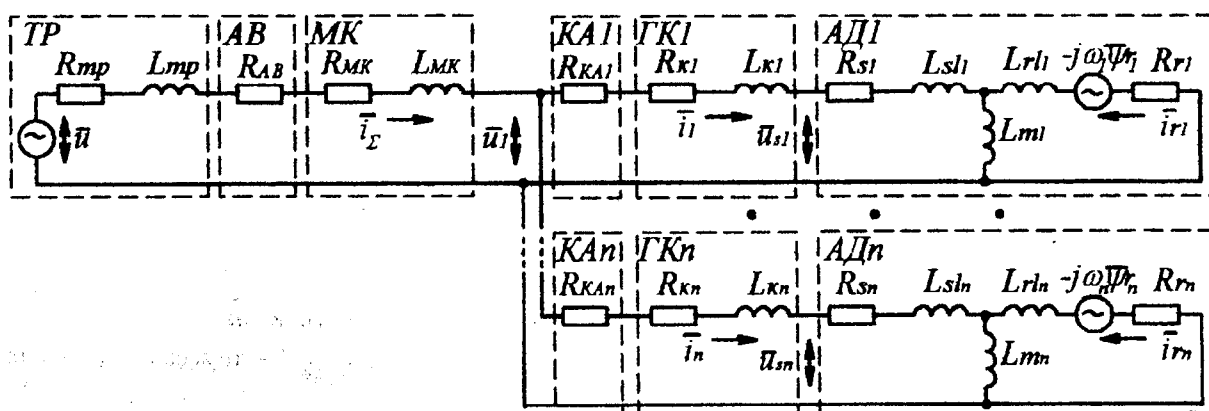


Рис. 1

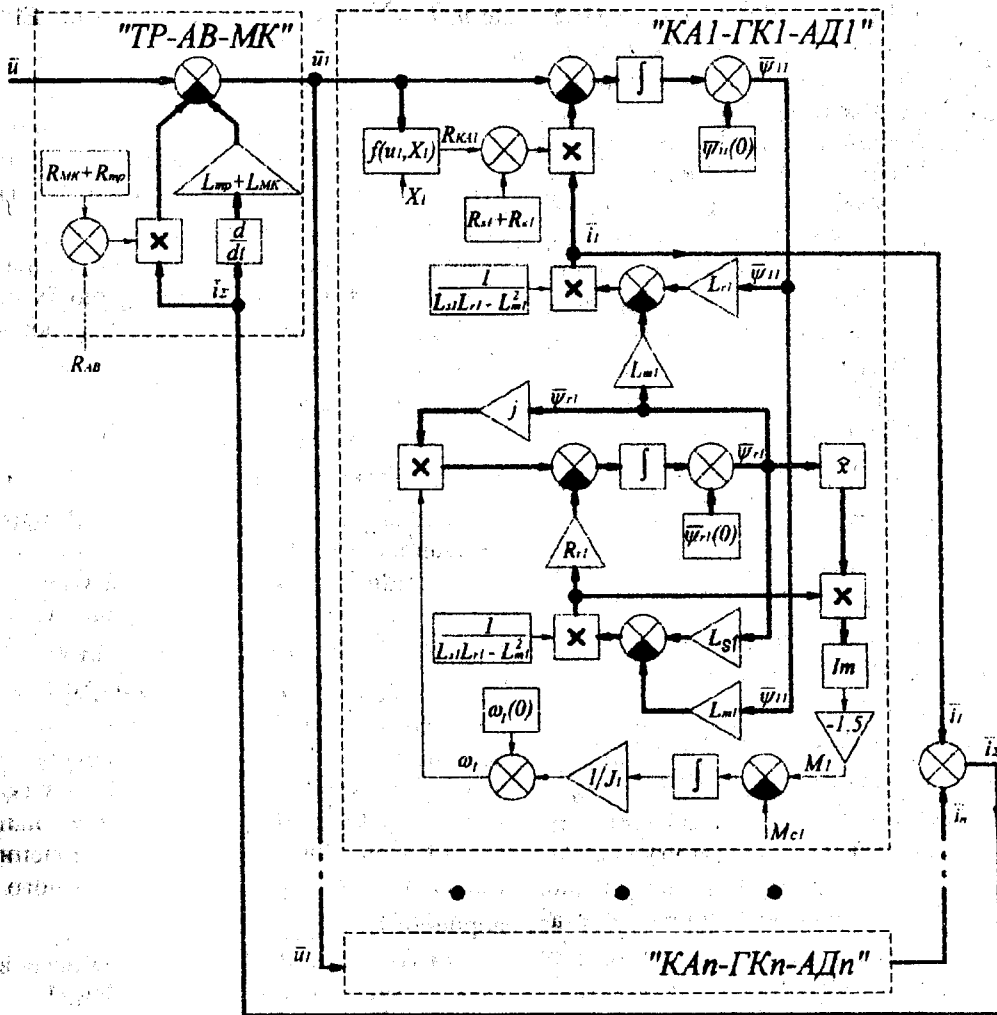


Рис. 2

$$i_2 = [u_\phi - i_1 (R_{лв} + R_{і3})] / R_{лв}; \quad (3)$$

$$i_1 = \frac{1}{R_{лв}} \left( u_\phi - i_2 R_{лв} - \frac{1}{C_{і3}} \int i_2 dt \right),$$

де  $u_\phi = \text{Re}(\bar{u}_{sk})$  — фазна напруга в аварійній точці, припускаючи виникнення витoku струму на землю з фази А k-го відгалуження в місці під'єднання гнучкого кабелю до двигуна та нехтуючи асиметрією мережі;  $C_{і3} = 3C_{і3,\phi}$ ,  $R_{і3} = R_{і3,\phi} / 3$  — сукупна ємність та активний опір ізоляції (відносно землі) трьох фаз кабелів, що мають електричний зв'язок із колом витoku;  $C_{і3,\phi}$ ,  $R_{і3,\phi}$  — те ж саме для однієї

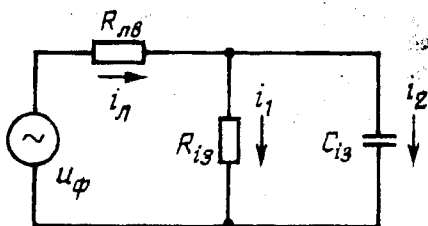


Рис. 3

фази.

Через стохастичний характер самовільного відключення КА відгалужень значення  $C_{і3,\phi}$  та  $R_{і3,\phi}$  не лишаються сталими під час вибігу двигунів. Обчислити вказані величини у довільний момент перебігу аварійної ситуації можна за допомогою виразів

$$C_{і3,\phi} = \beta_m \left( C_{і3,\phi}' + \sum_{k=1}^n \beta_k C_{і3,\phi k}'' \right) + \beta_m C_{і3,\phi m}''; \quad (4)$$

$$R_{і3,\phi} = \left[ \beta_m \left( \frac{1}{R_{і3,\phi}'} + \sum_{k=1}^n \frac{\beta_k}{R_{і3,\phi k}''} \right) + \frac{\beta_m}{R_{і3,\phi m}''} \right]^{-1}, \quad (5)$$

де  $\beta_k$  — інверсована змінна стану k-го КА ( $\beta_k = 1$  — контакти розімкнені;  $\beta_k = 0$  — замкнені); m — номер відгалуження, в якому стався виток струму;  $C_{і3,\phi}'$ ,  $R_{і3,\phi}'$  — ємність та активний опір ізоляції фази МК;  $C_{і3,\phi k}''$ ,  $R_{і3,\phi k}''$  — те ж саме ГК k-го відгалуження.

Кількість електрики, що пройшла через опір кола витoku за інтервал часу  $[t', t'']$ , обчислюється згідно з залежністю:

$$q = \int_{t'}^{t''} I_{\text{л}} dt, \quad (6)$$

де  $I_{\text{л}}$  — ефективне значення струму витоку через опір кола витоку.

Складена комп'ютерна модель була використана при моделюванні аварійного процесу відповідно до схеми електротехнічного комплексу однієї з технологічних дільниць шахти "Новодонецька" ДХК "Добропіллявугілля" [5]. До розгляду було взято ту частину електромережі, яка живиться від однієї з двох наявних ТП типу КТПВ-630/6-0,69 (таблиця). Отримані в результаті моделювання діаграми дозволяють проаналізувати стан відгалужень споживачів (на рис. 4 показано діаграми стану відгалужень № 1, 2 та 6) та кола витоку (рис. 5) протягом аварійного процесу. Навантаження двигунів встановлене на рівні 10% від номінального, коефіцієнти інерції навантаження для кожного АД прийнято тотожними 2.

| № відгалуж. | Двигун       |              | Гнучкий кабель |            | Машина, механізм       |
|-------------|--------------|--------------|----------------|------------|------------------------|
|             | Тип          | Потужн., кВт | Тип            | Довжина, м |                        |
| 1           | ЭДКОФВ 315М4 | 160          | КГЭШЗх50       | 210        | конвейер СПЦ-230       |
| 2           | ЭДКОФВ 315М4 | 160          | КГЭШЗх50       | 210        |                        |
| 3           | ЭДКОФВ 315М4 | 160          | КГЭШЗх50       | 50         |                        |
| 4           | АИУМ 225М4   | 55           | КГЭШЗх35       | 50         | насосна станція СНТ-32 |
| 5           | АИУМ 225М4   | 55           | КГЭШЗх35       | 20         | насосна станція СНТ-32 |
| 6           | ЗВ180М4      | 30           | КГЭШЗх16       | 50         | кріплення "Глінік"     |
| 7           | ЗВ180М6      | 18,5         | КГЭШЗх35       | 50         | лебідка ЛКГН           |

Доторкання людини, опір тіла якої прийнято  $R_{\text{лв}} = 1$  кОм, до оголеної фази А гнучкого кабеля першого відгалуження в місці його під'єднання до двигуна М1 відбувається в момент  $t_1$ . Струм витоку  $i_{\text{л}}$  від моменту  $t_1$  до моменту  $t_2$  захисного відключення АВ підтримується напругою мережі та визначається сукупними параметрами ізоляції МК та ГК. Відповідна кількість електрики при прийнятих припущеннях є не випадковою величиною та для даних параметрів системи складає  $q_1 = 14,3$  мА·с (рис. 5).

Режим групового вибігу двигунів, який триває від моменту  $t_2$  до моменту  $t_3$  самовільного відключення комутаційного апарату аварійного відгалуження, супроводжується стохастичною реконфігурацією мережі у моменти  $t_{\text{КАк}}$ , які визначаються реалізаціями випадкових величин  $X_k$ . Це ілюструє діаграма зміни стану КАк (рис. 4). Затухаючі ЕРС обертання  $\bar{u}_{\text{ск}}$  електрично з'єднаних з аварійним відгалуженням двигунів підтримують струм витоку

ку  $i_{\text{л}}$ . Через відмінність параметрів двигунів у відгалуженнях протікають зрівнювальні струми  $\bar{i}_k$ , які обумовлюють наявність відповідних електромагнітних моментів  $M_k$ . Сtribкоподібну зміну параметрів ізоляції мережі  $C_{\text{із.ф}}$  та  $R_{\text{із.ф}}$  на інтервалі  $[t_2, t_3]$  ілюструють діаграми, показані на рис. 4.

Починаючи з моменту  $t_3$  стан кола витоку струму на землю визначається параметрами елементів аварійного відгалуження. В момент  $t_4$  амплітуда зворотної ЕРС двигуна вказаного відгалуження становить 3% від початкової — аварійний процес закінчується.

Кількість електрики  $q_2$ , що пройшла через опір кола витоку струму на землю протягом інтервалу  $[t_2, t_4]$  внаслідок дії зворотної ЕРС АД, за прийнятих припущень є випадковою величиною. Відповідно, загальна кількість електрики  $q_{\text{уст}} = q_1 + q_2$  носить імовірнісний характер. Проведення паралельних дослідів на моделі системи, що розглядається, дозволило отримати вибірку зі 100 значень  $q_2$ . Застосування критерія згоди Колмогорова-Смирнова дало можливість встановити відсутність підстав відкидати гіпотезу про нормальне розподілення даних за рівня значущості 0,05.

Імовірність того, що загальна кількість електрики через опір тіла людини ( $q_{\text{уст}}$ ) перевищує граничну величину  $Q_{\text{прип}} = 50$  мА·с (ГОСТ 12.1.038-82, ГОСТ 22929-78), розраховується згідно з виразом:

$$P(q_{\text{уст}} > Q_{\text{прип}}) = 0,5 - \Phi\left(\frac{Q_{\text{прип}} - \bar{q}_{\text{уст}}}{s_{\text{уст}}}\right), \quad (7)$$

де  $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-z^2/2} dz$  — функція Лапласа;  $\bar{q}_{\text{уст}}, s_{\text{уст}}$  — відповідно вибіркові значення математичного очікування та середнього квадратичного відхилення загальної кількості електрики через опір тіла людини.

Для прийнятих параметрів ЕТК ДШ вказана імовірність складає 0,99. Моделюванням встановлено, що за умови забезпечення гасіння зворотної ЕРС двигунів після моменту захисного відключення мережі через опір тіла людини пройде кількість електрики  $q_1$ , яка для даних умов не буде перевищувати 30% від граничної величини  $Q_{\text{прип}}$ .

**Висновки та напрямок подальших досліджень.** Обґрунтована математична модель дозволяє досліджувати параметри електробезпеки експлуатації ЕТК ДШ з урахуванням дії зворотної ЕРС АД після захисного відключення мережі. Результатами моделювання підтверджується доцільність гасіння зворотної ЕРС двигунів споживачів. В ході подальших досліджень є доцільним визначити вплив ЕРС обертання двигунів на стан кола витоку за різної конфігурації ЕТК дільниці, уточнити обґрунтовану математичну модель шляхом врахування процесів

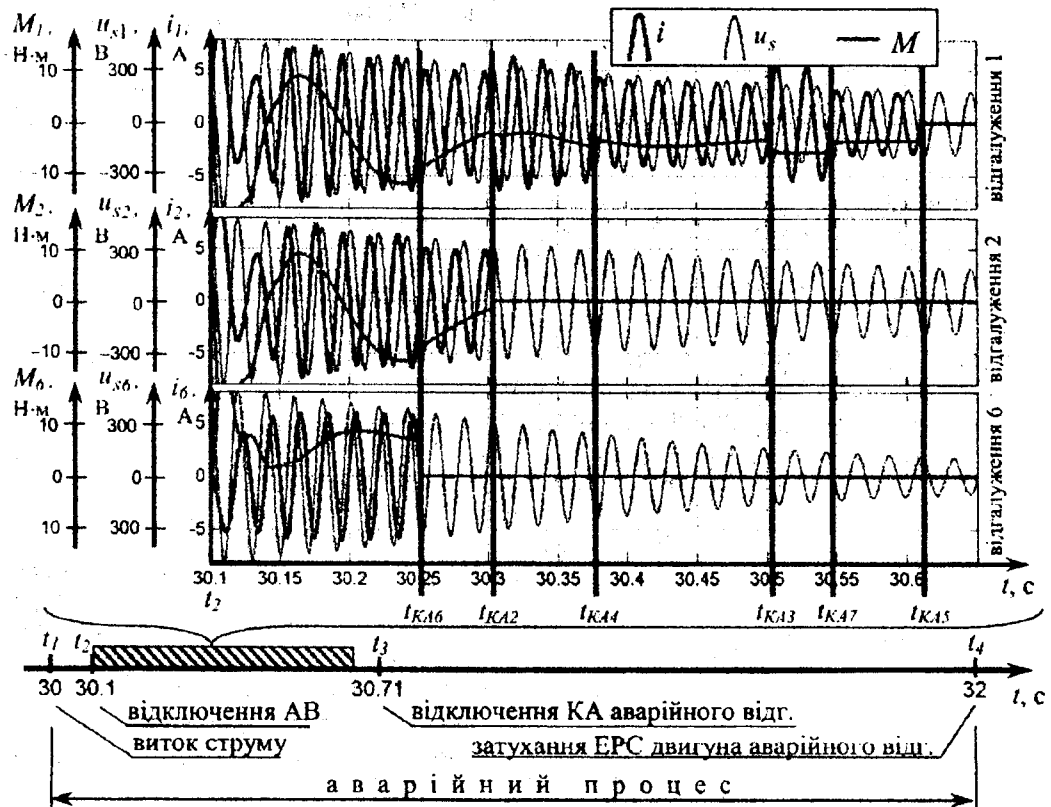


Рис. 4

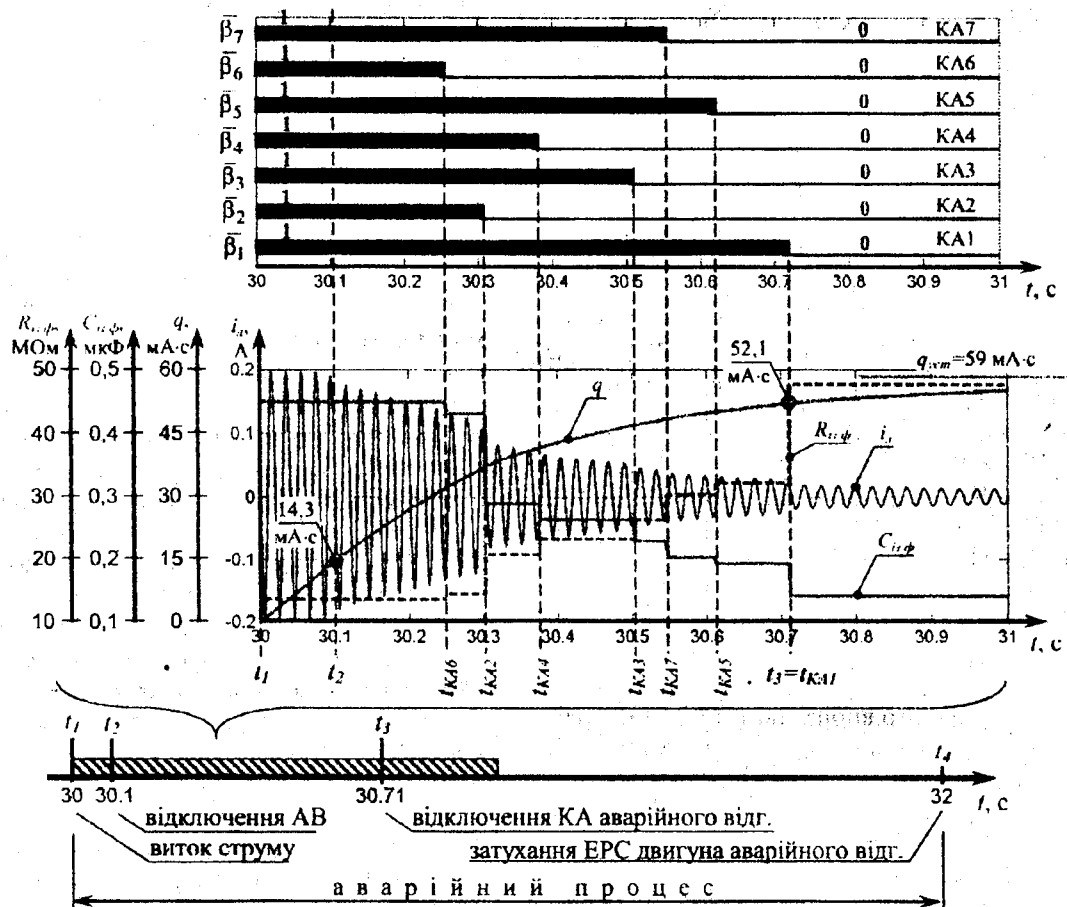


Рис. 5

перестроювання автокомпенсатора при стохастичній реконфігурації схеми ЕТК в процесі захисного відключення.

1. Вареник Є.О., Випанасенко С.І., Дзюбан В.С., Шидловська Н.А., Шкрабець Ф.П. Забезпечення безпеки та ефективності шахтних електроустановок / За ред. акад. Півняка Г.Г. — Дніпропетровськ: Нац. гірничий ун-т, 2004. — 334 с.

2. Дзюбан В.С. Аппараты защиты от токов утечки в шахтных электрических сетях. — М.: Недра, 1982. — 152 с.

3. Ковач К.П., Рац. И. Переходные процессы в машинах переменного тока. — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1963. — 744 с.

4. Колосюк В.П. Защитное отключение рудничных электроустановок. — М.: Недра, 1980. — 334 с.

5. Чернов И.Я., Ландкоф Л.Б. и др. Энергоснабжение высокопроизводительных угледобывающих комплексов // Уголь Украины. — 2002. — №9.

6. Шкрабець Ф.П., Шидловская Н.А., Дзюбан В.С., Вареник Е.А. Анализ параметров и процессов в шахтных электрических сетях. — Днепропетровск: Нац. горный ун-т, 2003. — 151 с.

7. Язудаев Б.М., Шишкин Н.Ф., Назаров В.В. Защита от электропоражения в горной промышленности. — М.: Недра, 1982. — 152 с.

Надійшла 04.06.2008

УДК 621.313.17

К.П.АКИНИН, канд.техн.наук (Ин-т электродинамики НАН України, Київ)

## Особенности и принципы построения электроприводов на базе бесконтактных магнитоэлектрических двигателей

*Рассмотрены тенденции развития, особенности и принципы построения регулируемых электроприводов на базе бесконтактных магнитоэлектрических двигателей.*

*Розглянуто тенденції розвитку, особливості та принципи побудови регульованих електроприводів на базі безконтактних магнітоелектричних двигунів.*

**Введение.** История развития электроприводов на базе так называемых вентильных двигателей исчисляется уже многими десятилетиями. В [25] отмечено, что вентильные двигатели с дискретной коммутацией (тиратронные моторы) появились в 1930-х годах. Наиболее динамичный этап развития таких электроприводов во второй половине XX века был связан с появлением высококоэрцитивных постоянных магнитов и дальнейшим совершенствованием транзисторов и интегральных микросхем.

За это время трудами уже нескольких поколений исследователей и разработчиков накоплен огромный теоретический и практический материал [7, 10, 12, 13, 23, 25]. Однако, на каждом этапе развития электроприводов появляются новые возможности для их технической реализации, становится возможным получение новых, недоступных ранее регулировочных и эксплуатационных

характеристик двигателей, а это, в свою очередь, расширяет области возможного практического использования электроприводов, например, в медицине и приборостроении. Таким образом, всегда имеется основание для осмысления современного состояния вопроса о рассматриваемых электроприводах.

В настоящее время тенденции развития электроприводов на базе бесконтактных магнитоэлектрических двигателей определяют такие факторы:

1. Повышение энергоемкости постоянных магнитов.
2. Улучшение свойств материалов для магнитопроводов.
3. Совершенствование технологии и повышение качества изготовления подшипников и других конструктивных элементов двигателей.
4. Появление многократно- и внутрисхемно-программируемых микроконтроллеров, мощных

перестроювання автокомпенсатора при стохастичній реконфігурації схеми ЕТК в процесі захисного відключення.

1. Вареник Є.О., Випанасенко С.І., Дзюбан В.С., Шидловська Н.А., Шкрабець Ф.П. Забезпечення безпеки та ефективності шахтних електроустановок / За ред. акад. Півняка Г.Г. — Дніпропетровськ: Нац. гірничий ун-т, 2004. — 334 с.

2. Дзюбан В.С. Аппараты защиты от токов утечки в шахтных электрических сетях. — М.: Недра, 1982. — 152 с.

3. Ковач К.П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1963. — 744 с.

4. Колосюк В.П. Защитное отключение рудничных электроустановок. — М.: Недра, 1980. — 334 с.

5. Чернов И.Я., Ландкоф Л.Б. и др. Энергоснабжение высокопроизводительных угледобывающих комплексов // Уголь Украины. — 2002. — №9.

6. Шкрабець Ф.П., Шидловська Н.А., Дзюбан В.С., Вареник Е.А. Анализ параметров и процессов в шахтных электрических сетях. — Днепропетровск: Нац. горный ун-т, 2003. — 151 с.

7. Язудаев Б.М., Шишкин Н.Ф., Назаров В.В. Защита от электропоражения в горной промышленности. — М.: Недра, 1982. — 152 с.

Надійшла 04.06.2008

УДК 621.313.17

К.П.АКИНИН, канд.техн.наук (Ин-т электродинамики НАН України, Київ)

## Особенности и принципы построения электроприводов на базе бесконтактных магнитоэлектрических двигателей

*Рассмотрены тенденции развития, особенности и принципы построения регулируемых электроприводов на базе бесконтактных магнитоэлектрических двигателей.*

*Розглянуто тенденції розвитку, особливості та принципи побудови регульованих електроприводів на базі безконтактних магнитоелектричних двигунів.*

**Введение.** История развития электроприводов на базе так называемых вентильных двигателей исчисляется уже многими десятилетиями. В [25] отмечено, что вентильные двигатели с дискретной коммутацией (тиратронные моторы) появились в 1930-х годах. Наиболее динамичный этап развития таких электроприводов во второй половине XX века был связан с появлением высококоэрцитивных постоянных магнитов и дальнейшим совершенствованием транзисторов и интегральных микросхем.

За это время трудами уже нескольких поколений исследователей и разработчиков накоплен огромный теоретический и практический материал [7, 10, 12, 13, 23, 25]. Однако, на каждом этапе развития электроприводов появляются новые возможности для их технической реализации, становится возможным получение новых, недоступных ранее регулировочных и эксплуатационных

характеристик двигателей, а это, в свою очередь, расширяет области возможного практического использования электроприводов, например, в медицине и приборостроении. Таким образом, всегда имеется основание для осмысления современного состояния вопроса о рассматриваемых электроприводах.

В настоящее время тенденции развития электроприводов на базе бесконтактных магнитоэлектрических двигателей определяют такие факторы:

1. Повышение энергоемкости постоянных магнитов.
2. Улучшение свойств материалов для магнитопроводов.
3. Совершенствование технологии и повышение качества изготовления подшипников и других конструктивных элементов двигателей.
4. Появление многократно- и внутрисхемно-программируемых микроконтроллеров, мощных

полупроводниковых приборов типа IGBT и MOSFET, малогабаритных пассивных и активных электронных элементов для поверхностного монтажа.

5. Совершенствование компоновочных решений двигателей, схемотехнических решений силовых преобразователей и систем управления, а также алгоритмов управления.

Применение новых высококоэрцитивных постоянных магнитов позволило повысить индукцию в зазоре электрической машины и расширить температурный диапазон ее функционирования [7]. Новые материалы для магнитопроводов также способствуют повышению индукции, кроме того, определяют возможность получения приемлемого низкого уровня потерь в двигателе от вихревых токов на заданной частоте вращения. Это обстоятельство, а также наличие качественных подшипников позволяет повысить максимально допустимую частоту вращения ротора двигателя [7, 17].

Достижения современной электроники определяют тенденции снижения потерь и повышения частоты преобразования электрической энергии в силовом преобразователе — инверторе, а также повышения частоты обработки информации в микроконтроллере, что позволяет реализовать новые эффективные алгоритмы управления двигателем. Существование быстродействующих силовых транзисторов и специальных драйверов для управления затворами транзисторов позволяет значительно упростить решение схемотехнических задач при разработке силовых преобразователей. Миниатюризация электронных элементов позволяет уменьшить габариты блоков управления и, как отмечает ряд авторов, конструктивно совместить в одном корпусе элементы двигателя, датчиков положения и частоты вращения ротора, а также силового преобразователя и системы управления [7, 11, 25].

При рассмотрении особенностей построения электромеханических датчиков перемещения [16] отмечена еще одна важная тенденция, заключающаяся в том, что достижения микроэлектроники позволяют снизить требования к технологической составляющей погрешности изготовления электромеханических конструкций.

Таким образом, в современном электроприводе в единое целое интегрируются достижения нескольких областей науки и техники.

При изучении литературы по исследуемой теме можно обратить внимание на многообразие терминов и путаницу в их определении. Для некоторых известных типов двигателей и электроприводов на их основе приняты достаточно четкие определения, отражающие конструктивные признаки или принципы управления, например, двигатель (электропривод) постоянного тока или асинхронный двигатель (электропривод). В то же время для рассматриваемого типа двигателей и электроприводов широко используется ряд непохожих

друг на друга названий и терминов: вентильный двигатель (ВД), вентильный двигатель с постоянными магнитами (ВДПМ), двигатель с вентильным режимом работы, бесконтактный двигатель постоянного тока (БДПТ), синхронный двигатель с постоянными магнитами (СДПМ). Им соответствуют англоязычные аналоги: brushless DC motor (drive) (BLDCM, BLDCD), interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM), PM brushless DC motor (drive).

Перечисленные термины представляются не совсем точными. Использование определения "вентильный" может быть справедливо для обозначения любого устройства, содержащего, например, транзисторы. Использование этого термина для определения режима работы двигателя не вполне корректно. "Вентильный режим работы двигателя" следовало бы определить как режим работы двигателя с зависимым инвертором или коммутатором (для краткости можно определить как "зависимый режим"), как это происходит, например, в машине двойного питания с зависимым преобразователем в роторе или в двигателе постоянного тока, где функцию зависимого коммутатора выполняет механический коллектор со щетками.

Термин БДПТ также не совсем точный, поскольку в обмотках двигателя протекают переменные токи, а постоянный ток протекает только в звене постоянного тока силового преобразователя. В аббревиатуре СДПМ прилагательное "синхронный" относится к определению режима работы двигателя при принудительном задании частоты питающих токов или напряжений. Вентильный двигатель, который конструктивно может быть полным аналогом синхронной машины с постоянными магнитами, по принципу работы существенно от нее отличается [18].

Более приемлемым для обозначения рассматриваемых двигателей является термин: бесконтактный магнитоэлектрический двигатель (БМД), где прилагательные "бесконтактный" и "магнитоэлектрический" определяют такие важные особенности двигателя как отсутствие механических контактов и возбуждение магнитного потока с помощью постоянных магнитов. Для обозначения электропривода на базе БМД можно использовать аббревиатуру: ЭПБМД.

Важной особенностью БМД является возможность работы в нескольких режимах [15, 18, 25].

При синхронном режиме работы БМД электронный преобразователь работает как автономный инвертор, причем частота ЭДС и угловая скорость вращения двигателя соответствуют принудительно заданной частоте тока или напряжения питания, а величина фазового сдвига между ЭДС и током статора является свободной координатой и определяется величиной механической нагрузки. Особенности этого режима работы БМД являются склонность к качаниям ротора, опасность выпадения из синхронизма и трудность пуска.

В обсуждаемом выше зависимом (вентильном) режиме работы двигателя преобразователь или коммутатор, управляющий статорными обмотками, синхронизируется с ЭДС статора. При этом фазовый сдвиг между ЭДС и током поддерживается на постоянном, близком к нулю уровне, в то время как величина тока в статорной обмотке пропорциональна моменту механической нагрузки.

Электромеханическое преобразование энергии с заданными параметрами может быть выполнено многими способами, выбор одного из которых в каждом конкретном случае решается на основании экономических, технических, конструктивных или других критериев. Пожалуй, главная особенность БМД, используемого в рассматриваемом электроприводе, заключается в том, что для возбуждения магнитного потока в активной зоне электрической машины используются постоянные магниты, с помощью которых в относительно малом объеме возможно достижение сравнительно высоких значений плотности магнитной энергии [9]. В настоящее время для этой цели используются высококоэрцитивные интерметаллические соединения редкоземельных металлов, наиболее известными из которых являются соединения  $NaFeB$  и  $SmCo_5$ . При этом влияние токовой обмотки на состояние магнита практически отсутствует, что обуславливает стационарный закон распределения магнитной индукции в зазоре электрической машины. Если асинхронный двигатель или двигатель постоянного тока могут вращаться после подключения соответственно к сети переменного тока или к источнику постоянного напряжения, то для функционирования БМД требуется использование специальных силовых преобразователей и систем управления.

Кроме БМД в состав рассматриваемого электропривода входят элементы блока управления: силовой преобразователь параметров электрической энергии; система информационного обеспечения, в том числе система первичных датчиков, на основании выходных сигналов которых формируют управляющие воздействия; система управления, обеспечивающая формирование напряжений и токов в статорных обмотках и регулирование выходной переменной двигателя — углового положения, частоты вращения ротора или момента двигателя.

Рассмотрим особенности ЭПБМД и обозначим ряд принципов построения перечисленных составных частей электропривода. Причем заметим, что логика формирования указанных принципов определяется некоторым основным принципом электропривода, который можно сформулировать как принцип обеспечения эффективного управления движением приводного механизма с заданными требованиями и ограничениями. При этом, техническое задание на разработку электропривода может определять ряд требований, например, точ-

ность, диапазон и быстродействие регулирования, а также стоимость, габариты, характеристики окружающей среды и другие.

**Эффективность преобразования энергии в ЭПБМД.** Исторически сложилось так, что разработка БМД, как и двигателей других типов, стала задачей, решаемой специалистами по электрическим машинам. Поскольку вопросы создания элементов блока управления находятся в компетенции специалистов по электроприводе и автоматизации, то при разработке электропривода двигатель совместно с механизмом рассматривается как объект регулирования с заданными свойствами и параметрами. При этом успешное создание ЭПБМД достигается при условии согласования параметров и характеристик БМД и блока управления.

Залогом корректного решения поставленной задачи является обеспечение высокой эффективности электромеханического преобразования энергии в двигателе.

Первое условие для достижения этой цели обеспечивается на стадии проектировании двигателя с учетом заданных в техническом задании параметров и ограничений путем выбора определенных пропорций как для магнитной системы, так и для контуров обмоток [8, 10]. Кроме того, эффективность преобразования энергии связана с выполнением требования совпадения по форме и фазовому сдвигу ЭДС и тока обмотки. Форма кривой ЭДС, наводимой в обмотке, может быть синусоидальной или отличаться от таковой, приближаясь либо к треугольной форме, либо к трапециoidalной. В [2] рассмотрены случаи формирования моментных характеристик БМД при различных вариантах описания ЭДС и токов.

В ЭПБМД малой мощности (единицы и десятки Ватт) для упрощения и удешевления системы управления нередко реализуют алгоритм шестикратной коммутации транзисторов инвертора [1]. При такой коммутации ток в обмотке имеет в идеализированном представлении прямоугольную с нулевой полкой форму [2], либо, в зависимости от параметров обмотки двигателя и частоты вращения, форма кривой тока может приобретать более или менее выраженный трапециoidalный характер также с нулевой полкой. В [1, 2] при сравнении вариантов взаимодействия ЭДС синусоидальной формы и токов разной формы, но с одинаковыми действующими значениями, показано, что, упрощая алгоритм и схему управления путем использования шестикратной коммутации инвертора, приходится жертвовать величиной развиваемого момента не менее, чем на 4,3 %.

Таким образом, эффективность преобразования энергии с помощью БМД определяется принципом обеспечения максимума развиваемого момента, из которого следуют как конструктивные принципы построения активной зоны двигателя, так и принципы формирования токов в его обмотках.



Как уже отмечалось во введении, на современном уровне развития электроники вопросы построения силового преобразователя малой и средней мощности решаются настолько эффективно, что в данной статье нет необходимости их рассматривать. Можно отметить только, что в ЭПБМД формирование токов в статорных обмотках и их регулирование достаточно эффективно осуществляется посредством мостового инвертора напряжения.

**Информационное обеспечение ЭПБМД.** При заданном или выбранном объекте регулирования (системе БМД — механизм) важным этапом разработки ЭПБМД является построение системы информационного обеспечения электропривода, позволяющей получать сигналы положения и частоты вращения ротора для формирования заданного тока в обмотке и регулирования выходных координат двигателя. По этому поводу в [21] отмечается важный принцип единого информационного обеспечения, в соответствии с которым сигналы положения и частоты вращения получают от одного первичного датчика.

Опыт исследований и эксплуатации электроприводов показал, что при построении системы информационного обеспечения ЭПБМД целесообразно соблюдать такие принципы, в том числе и сформулированные автором.

1. Принцип достаточного минимума первичной информации о положении ротора. При определении понятия минимума первичной информации о положении ротора будем полагать, что первичный датчик фиксирует моменты равенства электрического угла поворота ротора заданным значениям угла  $\varphi_i = 2\pi \cdot i/N$ , где  $i=1, 2, 3, \dots, N$ ;  $N=2pt$ ;  $p$  — число пар полюсов;  $t$  — количество фаз двигателя. При  $p=1$  и  $t=3$  имеем всего шесть импульсов датчика за один оборот вала ротора. Первичные дискретные сигналы могут быть получены либо посредством энкодера, реализованного с помощью дискретных датчиков Холла [22], либо с помощью системы дискретных датчиков ЭДС статора [5, 14].

2. Принцип простоты конструктивного исполнения датчика текущего положения ротора. Такому требованию соответствуют датчики Холла, располагаемые в корпусе двигателя совместно с его активными элементами и используемые как датчики магнитного поля. В [6] определены варианты использования первичных выходных сигналов датчиков Холла: пары ортогональных дискретного и аналогового или пары квазиортогональных аналоговых сигналов. При этом требования к точности установки датчиков могут быть занижены за счет усложнения алгоритмов математической обработки сигналов. Здесь соблюдается принцип информационного единства при формировании сигналов положения и частоты вращения двигателя из исходных сигналов первичного датчика [3, 6].

3. Принцип непосредственного измерения текущих координат двигателя: положения и частоты вращения ротора, токов и напряжений статора, где для их измерения предполагается использование специальных датчиков. В этом случае имеем наиболее полную и точную информацию о состоянии двигателя, однако, за счет усложнения системы датчиков и повышения их стоимости.

4. Принцип формирования сигналов положения и частоты вращения ротора без применения внешних датчиков. При этом угловое положение ротора определяется приближенно, не с помощью дополнительного дорогостоящего фотоэлектрического или электромеханического датчика, а косвенно по измерениям токов и напряжений статорных обмоток двигателя [20].

Заметим, что система по п.2 занимает промежуточное положение между системами, соответствующими п.3 и п.4. Действительно, благодаря датчикам магнитного поля, установленным в воздушном зазоре магнитной системы, получаем возможность формирования непрерывного сигнала текущего положения ротора без использования специального внешнего датчика углового перемещения.

Выбор варианта системы информационного обеспечения ЭПБМД определяется с одной стороны, требованиями технического задания, с другой — выбором по возможности наиболее простого способа формирования сигналов углового положения и частоты вращения ротора. Такой выбор является важным этапом создания ЭПБМД, поскольку точность измерения определяет стоимость и сложность устройства, а характер сигналов определяет особенности разработки системы автоматического регулирования (САР).

**Особенности регулирования выходных координат БМД.** После того, как определен способ формирования исходных сигналов датчиков, должна решаться задача регулирования выходных координат БМД: формирования токов в статорных обмотках и синтеза САР углового положения или частоты вращения ротора. Принципы формирования токов были рассмотрены выше при анализе условий эффективного электромеханического преобразования энергии. Обзор путей построения САР выходит за рамки данной статьи. Однако можно заметить, что выбор варианта построения САР выходной координаты БМД определяется требованиями технического задания, а также характером и набором исходных сигналов датчиков, то есть в зависимости от этих обстоятельств синтезируемая САР должна рассматриваться как линейная или нелинейная, дискретная или непрерывная, стационарная или система с изменяющимися параметрами.

Рассмотрим некоторые особенности построения систем управления, определяемых принципами регулирования выходных координат БМД и вытекающих из принципов информационного обеспечения ЭПБМД.

1. При использовании минимально доступной дискретной информации о положении ротора формируются  $2m$  интервалов повторяемости работы инвертора в течение одного периода тока статора и сглаженный сигнал, соответствующий частоте вращения ротора. В этом случае при синтезе САР необходимо учитывать импульсный характер сигналов датчиков [4]. Несмотря на ограниченность исходной информации датчиков, обусловленную дискретным характером сигналов, даже при количестве импульсов датчика за один оборот, равном шести, достигается удовлетворительное регулирование частоты вращения БМД в диапазоне ее изменения приблизительно 500...40000 об/мин. Случай использования дискретных датчиков ЭДС статора можно определить как вариант реализации дискретного бездатчикового управления БМД.

2. При непрерывном формировании сигнала положения ротора с помощью датчиков магнитного поля достигается важный результат — объединение в одном устройстве элементов как измерительной системы, так и системы электромеханического преобразования энергии — электрического двигателя. Такому техническому решению, тем не менее, свойственны недостатки: параметры выходных сигналов датчиков Холла могут отличаться или быть нестабильными вследствие разброса параметров датчиков, разброса параметров магнитных систем, влияния температуры, кроме того, возможно нарушение желаемой ортогональности при установке двух датчиков. Конечно, данная система формирования сигналов уступает по точности конструктивно более сложным импульсным фотоэлектрическим или электромеханическим синусно-косинусным датчикам [16, 21]. Однако, за счет использования специальных алгоритмов обработки сигналов в этом случае достигается получение диапазона регулирования частоты вращения БМД, равного нескольким тысячам.

3. В случае непосредственного измерения текущих координат двигателя возможна реализация векторного управления БМД. Такое управление основывается на преобразовании текущих переменных статора, представленных в системе координат статора, в систему координат  $d$  и  $q$ , жестко связанную с ротором. Математическая модель БМД в системе координат  $d$  и  $q$  [26] имеет вид

$$L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + pL\omega i_q + u_d; \quad L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - pL\omega i_d - k_m \omega + u_q; \quad J \frac{d\omega}{dt} = k_m \cdot i_q - M_C; \quad \frac{d\alpha}{dt} = \omega,$$

где  $i_d, i_q, u_d, u_q$  — статорные токи и напряжения в системе координат ротора  $d$  и  $q$ ;  $R, L$  — активное сопротивление и индуктивность обмотки статора;  $p$  — число пар полюсов;  $k_m$  — коэффициент момента двигателя;  $J$  — момент инерции;  $M_C$  — момент

нагрузки;  $\omega$  — частота вращения;  $\alpha$  — угол поворота ротора. Важным следствием, вытекающим из рассмотрения данной математической модели и определяющим принципы построения регулятора, является необходимость выполнения условия  $i_d = 0$ , соответствующего равенству нулю угла между векторами ЭДС и тока статора. После получения  $d$  и  $q$  составляющих исходных переменных, в соответствии с принятым законом регулирования формируют  $d$  и  $q$  составляющие управляющих воздействий, которые затем преобразуют в управляющие сигналы инвертора напряжения, функционирующего в системе координат статора. Использование наиболее полной и точной информации об угле поворота ротора, частоте вращения и токах статора позволяет реализовать наиболее качественное управление БМД, заключающееся в точном формировании заданных токов статора, получении максимального диапазона регулирования частоты вращения или возможности достижения точной отработки задания положения в следящей системе [19].

4. При бездатчиковом приближенном формировании сигналов положения и частоты вращения ротора за счет измерений токов и напряжений статорных обмоток двигателя реализуют получившие в последнее время распространение системы бездатчикового векторного управления БМД (sensorless control) [20, 24, 26]. Вследствие появления погрешности при определении угла поворота данный подход не может быть применен в нижней части диапазона регулирования частоты вращения.

**Выводы.** Таким образом, процесс построения ЭПБМД определяют принципы построения БМД, систем информационного обеспечения ЭПБМД и регулирования выходных координат БМД, обозначающих три важных этапа решения задачи создания ЭПБМД. Можно отметить, что первые два этапа мало зависят один от другого. Действительно, для любого БМД может быть выбрана почти любая система информационного обеспечения. Выполнение третьего этапа, напротив, полностью зависит от предыдущих двух. Построение системы регулирования выходных координат БМД, как уже отмечалось, определяется полнотой исходной информации о состоянии двигателя, характером выходных сигналов датчиков, а также параметрами БМД и механической нагрузки, обуславливающими настройки САР.

Рассмотренные варианты построения ЭПБМД отличаются один от другого стоимостью и сложностью технической реализации как системы первичных датчиков, так и аппаратной части системы управления, обеспечивающей обработку исходных сигналов и формирование управляющих воздействий силового преобразователя.

При построении регулируемого ЭПБМД следует руководствоваться принципом максимальной простоты механической конструкции электропривода за счет, если это необходимо, усложнения ал-

горитмов управления и обработки сигналов, реализуемых с помощью микроконтроллера системы управления. Упрощение конструкции предполагает в первую очередь отказ от использования дорогостоящих и габаритных датчиков угловых перемещений и допустимого снижения требований к точности установки датчиков магнитного поля.

1. Акинин К.П., Антонов А.Е., Киреев В.Г. Бесконтактный магнитоэлектрический двигатель с инвертором напряжения // *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. — 2007. — №2(17). — С. 24—29.

2. Акинин К.П., Антонов А.Е., Киреев В.Г. К вопросу формирования моментных характеристик магнитоэлектрических двигателей // *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. — 2003. — №2(5). — С. 62—67.

3. Акинин К.П. Способы определения частоты вращения ротора двигателя на основании периодических функций угла поворота вала // *Техн. електродинаміка*. — 2006. — №6. — С. 51—53.

4. Акинин К.П. Сравнение способов построения импульсных систем регулирования частоты вращения бесконтактных магнитоэлектрических двигателей // *Техн. електродинаміка*. — 2008. — №3. — С. 45—51.

5. Акинин К.П. Условия работы бесконтактного магнитоэлектрического двигателя с дискретными датчиками ЭДС // *Техн. електродинаміка. Тем. вип. "Проблеми сучасної електротехніки"*. — 2006. — Ч.2. — С. 38—39.

6. Акинин К.П. Формирование сигналов на основании периодических функций угла поворота // *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. — 2008. — №20. — С. 57—61.

7. Антонов А.Е., Киреев В.Г., Акинин К.П. Концепция построения беспазовых электрических машин магнитоэлектрического типа и электроприводов на их основе // *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. — 2005. — №2(11). — С. 99—103.

8. Антонов А.Е., Киреев В.Г. Построение оптимальных магнитных систем беспазовых магнитоэлектрических двигателей // *Техн. електродинаміка*. — 2003. — №4. — С. 38—40.

9. Антонов А.Е., Петухов И.С. Сравнительный анализ систем возбуждения электромеханических преобразователей // *Техн. електродинаміка*. — 2007. — №6. — С. 44—47.

10. Афонин А.А., Гребенников В.В. Исследования в области развития электромеханических преобразователей энергии линейного и ротационного движения // *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. — 2005. — №2(11). — С. 95—98.

11. Афонин А.А. Подходы к проектированию исполнительных устройств мехатроники // *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. — 2002. — №2(2). — С. 52—60.

12. *Бесконтактные двигатели постоянного тока с транзисторными коммутаторами* / И.Е.Овчинников, Н.И.Лебедев — Л.: Наука, 1979. — 270 с.

13. Бут Д.А., Алиевский Б.Л., Старовойтова Н.П. Кафедра "Электроэнергетические и электромеханические системы"

Московского авиационного института // *Электричество*. — 2002. — №5. — С. 2—10.

14. Воронин С.Г. Управление коммутацией вентильного двигателя по сигналам ЭДС вращения // *Электричество*. — 2000. — №9. — С. 53—59.

15. Денисов А.И., Заровский Р.В., Турок А.Н. Режимы работы вентильных двигателей // *Техн. електродинаміка. Тем. вип. "Проблеми сучасної електротехніки"*. — 2007. — Ч.4. — С. 84—87.

16. Журавский О.В. Коррекция погрешностей электромеханических датчиков угла для аналого-цифрового преобразования // *Измерительная техника*. — 1991. — №4. — С. 11—12.

17. Куликов Н.И., Елизарова Т.А., Куликова Т.В., Сухов Д.В., Хруначев О.Ю. Исследование и разработка быстродействующих вентильных двигателей // *Электричество*. — 2002. — №5. — С. 11—21.

18. Овчинников И.Е. Теория вентильных электрических двигателей. — Л.: Наука, 1985. — 164 с.

19. Попович Н.Г., Пересада С.М., Коломиец Д.Н. Глобальное управление синхронным следящим электроприводом // *Труды конференции: "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика"*. — Харьков: Основа. — 1997. — С. 45—48.

20. Сарычев А.П., Портной Ю.Т., Раскин Л.Я., Аскарин Д.В. Векторное бездатчиковое управление электроприводом на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами // *Вестник Национального технического университета "Харьковский политехнический университет"*. Выпуск 45. "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика". — 2005. — С. 45—46.

21. Смирнов Ю.С. Многокомпонентные аналого-цифровые преобразователи перемещений с синусно-косинусными датчиками // *Измерительная техника*. — 1991. — №4. — С. 14—16.

22. *Управляемые бесконтактные двигатели постоянного тока* / Н.П.Адволаткин, В.Т.Гращенко, Н.И.Лебедев и др. — Л.: Энергоатомиздат, 1984. — 160 с.

23. Gieras J.F., Gieras I.A. Electric motors and drive — perspectives. — 4th international conference on Unconventional Electromechanical and Electrotechnical Systems. June 15—17, 1999, St. Petersburg, Russia. — Vol.1. — Pp. 47—58.

24. Haque E., Zhong L., Rahmani M. A sensorless initial rotor position estimation scheme for a direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor drive // *IEEE, Transactions on Power Electronics*. Nov, 2003. — Vol.18 — Pp. 1376—1383.

25. Koskin J.P., Mikierov A.G. Electrical mechatronics-mean problems and some samples. — 2nd international scientific and technical conference on Unconventional Electromechanical and Electrotechnical Systems. Desember 15—17, 1996, Szczecin and Miedzzydroje, Poland. — Vol.2. — Pp. 259—262.

26. Obana Hiruoki, Ota Yuji, Miki Ichiro. A position sensorless control method of interior permanent magnet synchronous motor // *Electrical Machines and Systems, ICEMS, Proceeding of the Eighth International Conference*. Sept, 2005. — Vol.1 — Pp. 215—220.

Надійшла 02.04.2008

## Цилиндрическая магнитоэлектрическая машина возвратно-поступательного движения.

*Выполнен анализ и сопоставление двух типов цилиндрических магнитоэлектрических машин возвратно-поступательного движения, характеризующихся сходными габаритными размерами подвижного элемента. Показано, что в конструкции, каждая обмотка управления которой окружена замкнутым магнитопроводом, зависимость усилия, действующего на подвижный элемент, имеет синусоидальную форму, а максимум усилия имеет большее значения по сравнению с конструкцией с сосредоточенными в одном магнитопроводе обмотками управления.*

*Виконано аналіз та порівняння двох типів циліндричних магнітоелектричних машин зворотньо-поступального руху, що характеризуються подібними габаритними розмірами рухомого елемента. Доведено, що в конструкції, кожна обмотка керування якої оточена замкнутим магнітопроводом, залежність зусилля, діючого на рухомий елемент, має синусоїдну форму, а максимум зусилля має більше значення порівняно з конструкцією із зосередженими в одному магнітопроводі обмотками керування.*

Электрические машины возвратно-поступательного движения находят применение в качестве привода машин ударного действия различного назначения: дробилок, вибраторов, поршневых компрессоров и насосов, молотов, специального технологического оборудования и т.д. [1,2,5], а также в качестве линейных генераторов электрической энергии. В электроприводе возвратно-поступательного движения в зависимости от конкретных требований находят применение следующие типы электрических линейных двигателей: электромагнитные, индукционные, электродинамические и магнитоэлектрические.

Прогресс в области создания высокоэнергетических постоянных магнитов на основе NdFeB, обладающих высокими значениями магнитной индукции (1,25–1,4 Тл) и температурной стабильностью, позволяет сделать вывод о перспективности конструкций электрических машин магнитоэлектрического типа. Так, например, постоянные магниты, производимые фирмой *Vacuumsmelze GmbH & Co. KG* [7], могут обеспечить следующие параметры: остаточная магнитная индукция  $B_r = 1,47$  Тл; коэрцитивные силы по индукции  $H_{cb} = 915,0$  кА/м и по намагниченности  $H_{cj} = 875,0$  кА/м; максимальная величина магнитной энергии  $(BH)_{\max} = 415$  кДж/м<sup>3</sup> (VACODYM 722 HR). С другой стороны, развитие технологии порошковой металлургии позволило создать магнитомягкие композитные материалы с высокой проницаемостью. Например, порошковые материалы, производимые фирмой *Hoganas AB* [8], имеют относительную магнитную проницаемость  $\mu_{\max} = 581\mu_0$ , индукцию насыщения  $B_s = 1,4$  Тл (Somaloy™ 500). Это позволяет снять ограничения на форму конст-

рукции магнитоэлектрической машины, т.е. появляется возможность создавать конструкции цилиндрической или любой другой нетрадиционной конфигурации. Следует отметить, что магнитное поле в таких материалах распространяется в трех направлениях, в отличие от шихтованных конструкций с двумерной однородностью магнитных свойств. В промышленности используются как плоские магнитоэлектрические машины, так и цилиндрические, имеющие по сравнению с плоскими ряд преимуществ. Проводники обмотки управления имеют цилиндрическую форму, что позволяет за счет отсутствия лобовых частей уменьшить активное и индуктивное сопротивление обмоток, улучшить использование меди, уменьшить электрические потери и увеличить КПД электрической машины.

Актуальность внедрения альтернативных источников энергии обуславливает необходимость новых взглядов на разработку электрических машин возвратно-поступательного движения магнитоэлектрического типа применительно к линейным генераторам для преобразования энергии морских волн [2,3] и ветровым электроустановкам [4].

Эффективное использование магнитоэлектрической машины возвратно-поступательного движения возможно при условии рациональных геометрических размеров, позволяющих создать максимум усилия при минимальном объеме. При проектировании магнитоэлектрической машины для генераторного режима работы важным показателем является форма кривой электромагнитного усилия и индукции в рабочем зазоре, которая должна приближаться к синусоидальной.

Поставленную задачу создания рациональной

геометрии магнитной цепи магнитоэлектрической машины возвратно-поступательного движения целесообразно решать с использованием метода конечных элементов путем моделирования электромагнитных полей и расчета электромагнитной силы, действующей на подвижный элемент, с учетом насыщения участков магнитной цепи.

В качестве базового варианта выбрана линейная магнитоэлектрическая машина цилиндрического типа, предложенная Бейкером Н. Дж. [6]. Данная электрическая машина (рис. 1, а) содержит подвижный элемент, состоящий из немагнитного стержня 1, ферромагнитных элементов 2, постоянных магнитов NdFeB 3 (векторы намагниченности магнитов показаны стрелками), статор 4 с обмотками управления, образующими трехфазную систему (A—X, B—Y, C—Z). Каждая из фаз двигателя состоит из четырех обмоток управления, соединенных последовательно.

В рассматриваемой конструкции, величина зазора между подвижным элементом и статором, равная 5 мм, не является рациональной. Выбор такого зазора обусловлен использованием постоянных магнитов NdFeB с большой коэрцитивной силой. Кроме того, нерациональной является конструкция статора, где три фазы размещены в одном замкнутом контуре, что уменьшает эффективность преобразования электромагнитной энергии.

Результаты расчета зависимости усилия, действующего на подвижный элемент, для четырех значений плотности тока в обмотках управления, равных соответственно  $\delta = 0 \text{ А/мм}^2$ ,  $\delta = 2,5 \text{ А/мм}^2$ ,  $\delta = 5 \text{ А/мм}^2$ ,  $\delta = 7,5 \text{ А/мм}^2$  при включении трех

фаз одновременно показаны на рис. 1, б. Проанализировав результаты расчета данного варианта, можно сделать предварительный вывод о неэффективности конструкции электродвигателя. Об этом свидетельствует схожесть кривой усилия в зависимости от перемещения подвижного элемента при отсутствии тока в обмотках управления ( $\delta = 0 \text{ А/мм}^2$ ) и при номинальном токе ( $\delta = 5 \text{ А/мм}^2$ ). При этом, первый максимум усилия, действующего на подвижный элемент при номинальном токе, ниже примерно на 2 кН по сравнению с максимальным усилием при отсутствии токов в обмотках управления.

Увеличение максимального усилия при номинальном токе по сравнению с режимом отсутствия токов в обмотках управления наблюдается при смещении подвижного элемента относительно положения магнитного равновесия на величину 35 мм. Величина этого усилия равна 6,4 кН и больше всего лишь на 1,5 кН по сравнению с усилием при отсутствии токов в обмотках управления. Большое значение усилия при отсутствии токов в обмотках будет приводить к возникновению тормозящих усилий как в двигательном, так и в генераторном режимах, что в конечном итоге скажется на КПД энергопреобразования.

Для увеличения эффективности преобразования энергии необходимо каждую обмотку управления разместить в замкнутом магнитопроводе, разъединенном немагнитным материалом на определенное расстояние (рис. 2, а). В этой конструкции подвижный элемент состоит, как и в конструкции на рис. 1, а, из немагнитного стержня 1, ферромагнитных элементов 2 и постоянных

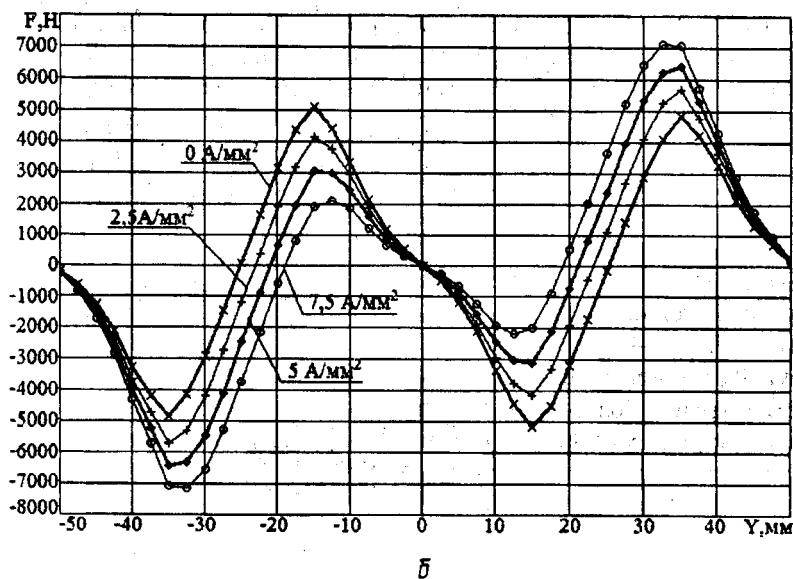
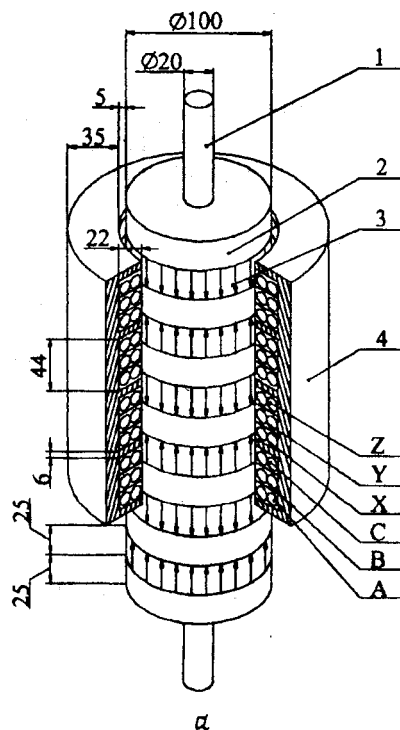


Рис. 1

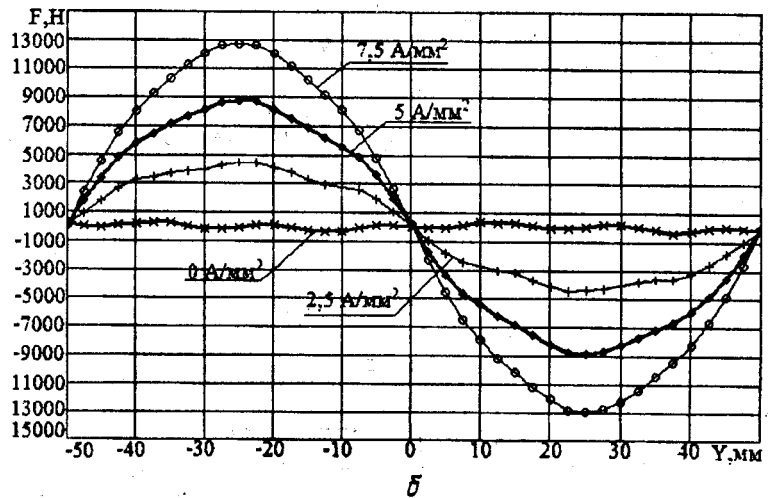
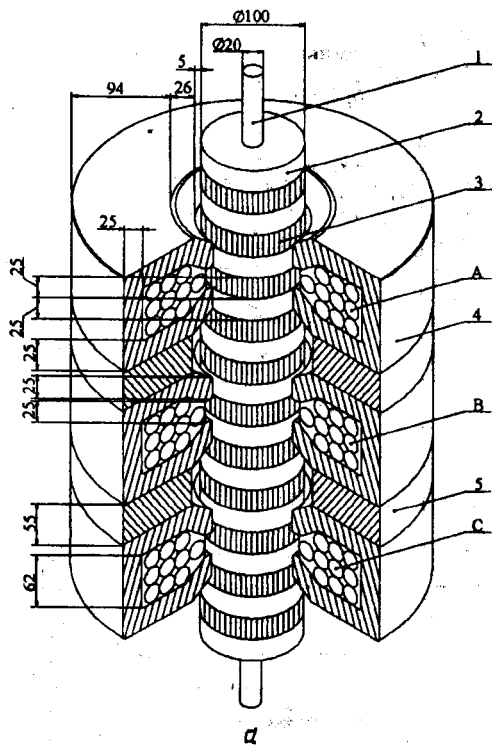


Рис. 2

магнитов 3 размерами: 100x20x25 мм. Векторы намагниченности магнитов направлены так же как и в подвижном элементе на рис. 1, а. Статор двигателя 4 состоит из трех обмоток управления (фаза — А, фаза — В, фаза — С), каждая из которых охвачена магнитопроводом. Величина зазора между подвижным элементом и статором, как и в конструкции на рис. 1, а, равна 5 мм. Результаты расчета электромагнитного усилия, действующего на подвижный элемент, в зависимости от его перемещения показаны на рис. 2, б.

На этом рисунке показаны усилия, действующие на подвижный элемент, для четырех значений плотности тока в обмотках управления равных соответственно  $\delta = 0 \text{ А/мм}^2$ ,  $\delta = 2,5 \text{ А/мм}^2$ ,  $\delta = 5 \text{ А/мм}^2$ ,  $\delta = 7,5 \text{ А/мм}^2$  при включении трех фаз одновременно. Алгоритм коммутации фаз при перемещении подвижного элемента, например, вверх, следующий:

$$\begin{aligned} &[(+A)-(-B)-(+C)], & [(-A)-(-B)-(+C)], \\ &[(-A)-(+B)-(+C)], & [(-A)-(+B)-(-C)]... \end{aligned}$$

Для постоянных магнитов величина остаточной магнитной индукции во всех расчетах задавалась равной  $B_r = 1,25 \text{ Тл}$ . Анализируя эти результаты, следует отметить, что форма кривой усилия при возбуждении обмоток управления близка к синусоидальной, а при отсутствии токов в обмотках, усилие, действующее на подвижный элемент, весьма незначительно. Максимальное значение усилия при номинальном токе составляет 8,7 кН, при этом разница между максимальным усилием при номинальном токе ( $\delta = 5 \text{ А/мм}^2$ ) и усилием при отсутствии токов в обмотках составляет 8,4 кН.

Таким образом, изменение конструкции ста-

тора позволило, во-первых, улучшить форму кривой усилия, приблизив ее к синусоидальной, что особенно важно для работы такой электрической машины в генераторном режиме и, во-вторых, уменьшить усилие при отсутствии токов в обмотках, что позволяет существенно уменьшить паразитные (тормозящие) усилия, а значит, увеличить КПД преобразования энергии.

Однако из-за увеличения осевой длины статора в данной конструкции необходимо на подвижном элементе устанавливать большее количество постоянных магнитов, что приведет к увеличению стоимости.

Для уменьшения массы магнитов, а, значит, и стоимости магнитоэлектрической машины был рассмотрен вариант конструкции подвижного элемента, в котором осевая длина магнитов была уменьшена вдвое по сравнению с вариантом на рис. 2, а, уменьшен также и внешний диаметр магнитов. На рис. 3, а показана картина магнитного поля для фрагмента двигателя с размерами магнитов 100x20x25 мм, а на рис. 3, б — соответственно с размерами 80x20x12 мм. Стрелками на этих рисунках показаны векторы намагниченности магнитов. Направление тока в фазе выбрано таковым, что поле магнитов и поле обмотки совпадают. Воздушный зазор между подвижным элементом и статором в обоих вариантах был принят равным 5 мм. Результаты расчета нормальной составляющей магнитной индукции посередине воздушного зазора для исследуемых вариантов приведены на рис. 3, в, на рис. 3, г показаны графики усилия, действующего на подвижный элемент. Графики, обозначенные буквой (а), соответствуют расчетной модели на

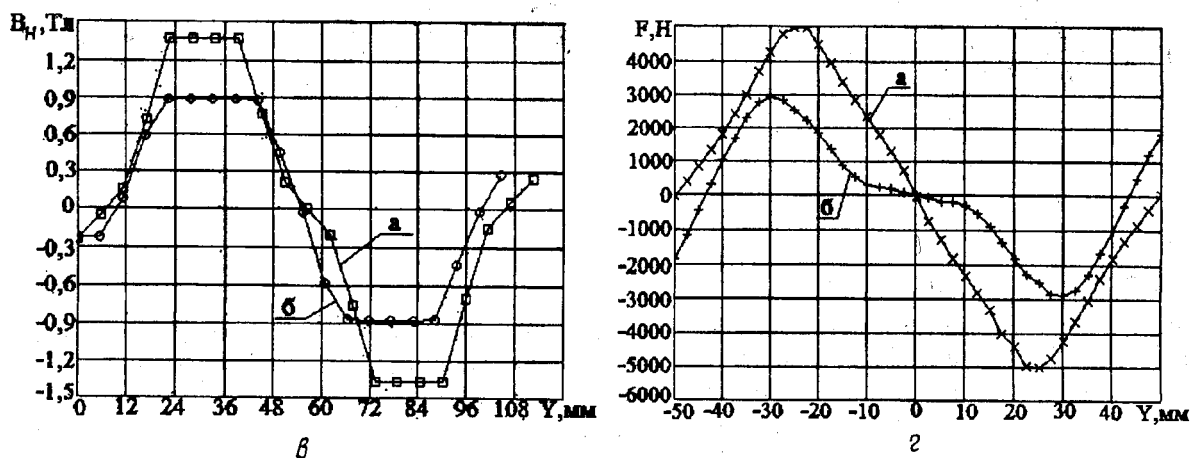
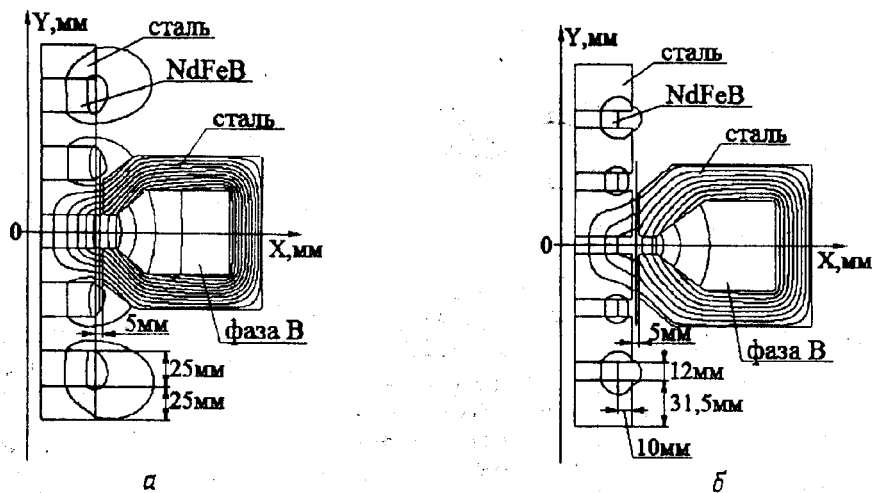


Рис. 3

рис. 3, а и, соответственно, буквой (б) — модели на рис. 3, б. Нормальная составляющая магнитной индукции в зазоре имеет трапециевидный характер, однако, уменьшение размеров постоянных магнитов привело к снижению максимальной индукции с 1,37 Тл до 0,88 Тл и максимального усилия, действующего на подвижный элемент, с 4,9 кН до 2,9 кН.

Это свидетельствует о нерационально выбранном воздушном зазоре между подвижным элементом и статором, что приводит к недоиспользованию стали подвижного элемента (Ст3) и статора (Ст2211). Рационально выбранный воздушный зазор должен быть таковым, чтобы максимальное значение нормальной составляющей индукции в воздушном зазоре было в диапазоне 1,8–2,0 Тл.

Для определения рационального воздушного зазора было выполнено моделирование магнитного поля фрагмента двигателя при изменении величины воздушного зазора в диапазоне от 2 мм до 7 мм (рис. 4, а). На рис. 4, б показаны графики максимальных значений нормальных компонент магнитной индукции для соответствующих сечений магнитной цепи в зависимости от величины воздушного зазора. Сечение (1–1<sup>I</sup>) соответствует середине воздушного зазора, сечение (2–2<sup>I</sup>) — нижней части полюса статора, сечение (3–3<sup>I</sup>) —

полноному наконечнику, сечение (4–4<sup>I</sup>) — средней части полюса статора и сечение (5–5<sup>I</sup>) — спинке статора. Из графиков (рис. 4, б) видно, что при воздушном зазоре менее 3 мм происходит насыщение отдельных частей магнитной цепи магнитоэлектрической машины, поэтому для конструкции с уменьшенной массой постоянных магнитов оптимальным является воздушный зазор, равный 3 мм. При этом максимальное значение нормальной составляющей магнитной индукции в воздушном зазоре, равное 1,93 Тл, находится в допустимых пределах и не происходит насыщения стали машины. Для уменьшения насыщения в углах полюсов статора и подвижного элемента было произведено их округление.

Картина магнитного поля для магнитоэлектрической машины с уменьшенной по сравнению с базовым вариантом массой магнитов и с величиной рабочего зазора, равной 3 мм, показана на рис. 5, а. На рис. 5, б показаны статические характеристики двигателя при включении трех фаз одновременно для нескольких значений плотности тока в обмотках двигателя.

Для этого варианта максимальные значения усилия при номинальном токе составляет 5,2 кН, при этом разница между максимальным усилием при номинальном токе ( $\delta = 5 \text{ А/мм}^2$ ) и усилием

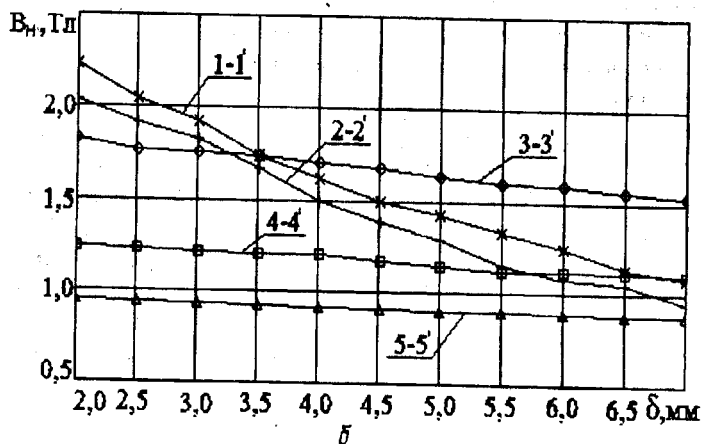
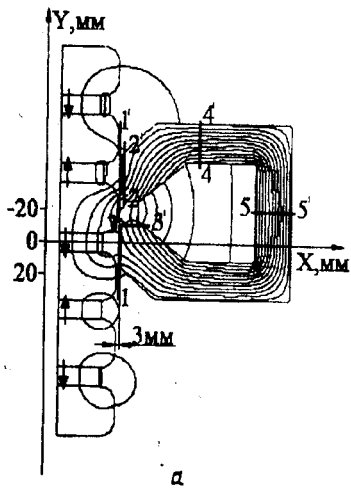


Рис. 4

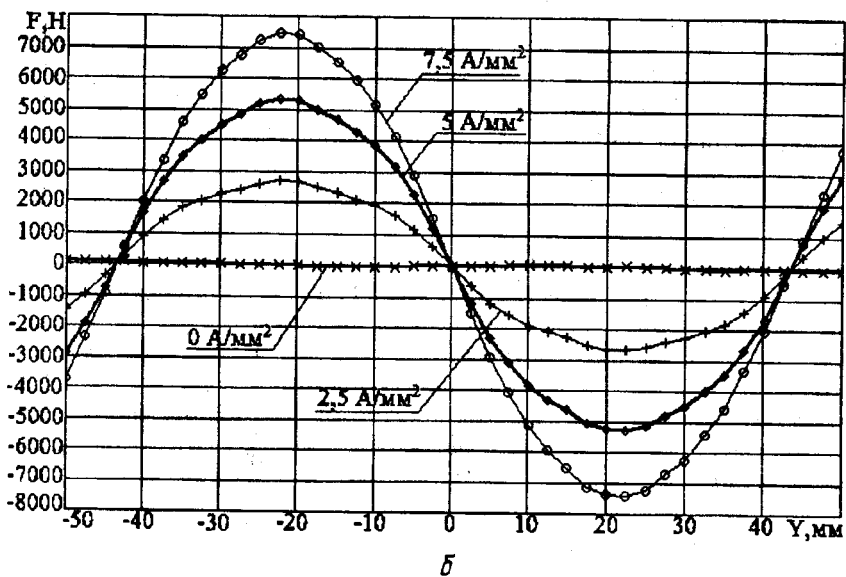
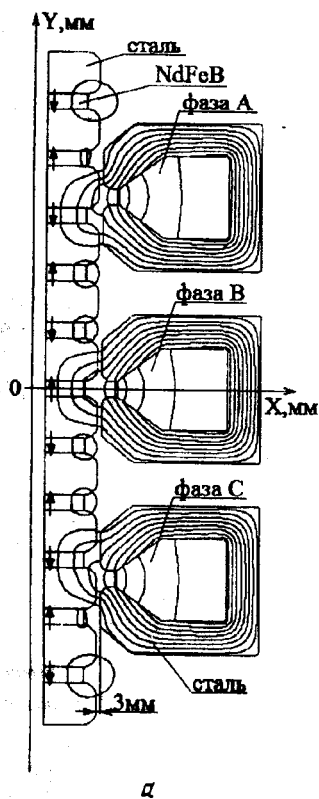


Рис. 5

при отсутствии токов в обмотках составляет 5,11 кН. В окончательном варианте конструкции, по сравнению с базовым (рис. 1, а), масса постоянных магнитов уменьшена примерно вдвое (с 9,04 кг до 4,97 кг).

**Выводы.** Предложенная последовательность моделирования магнитоэлектрической машины возвратно-поступательного движения позволила решить поставленную задачу создания экономически и технически целесообразной конструкции.

Предложенный вариант конфигурации магнитной системы позволяет получить синусоидальную форму усилия, действующего на подвижный элемент, что не маловажно при использовании та-

кой электрической машины в режиме генератора. Кроме того, незначительная величина усилия, действующего на подвижный элемент, при отсутствии токов в обмотках позволяет существенно уменьшить паразитные (тормозящие) усилия, как в двигательном, так и в генераторном режимах, а значит увеличить КПД преобразования энергии.

1. Афонин А. А., Гребенников В. В. Сравнительный анализ вибрационных механизмов электромагнитного и магнитоэлектрического типов // Техн. электродинамика. — 2008. — №2. — С. 26—31.

2. Бондар Р. П. Електромеханічні характеристики коаксіально-лінійного синхронного вібратора установки для без-



траншейной проходки горизонтальных свердловин // Техн. электродинамика. — 2008. — №2. — С. 31—35.

3. *Иванова И.А.* Исследование и разработка магнито-электрического линейного генератора для преобразования энергии морских волн: Дис. ... канд. техн. наук: 05.09.01 СПб., 2006. — 119 с.

4. *Козирський В.В., Петренко А.В.* Підвищення ефективності електроводопостачання споживачів у сільських регіонах на базі впровадження автономної комбінованої вітроустановки.

// Электрификация та автоматизация сельского хозяйства. — 2007. — № 1. — С. 14—22.

5. *Ряшенцев Н.П., Угаров Г.Г., Федонин В.Н., Малов А.Т.* Электропривод с линейными электромагнитными двигателями. — Новосибирск: Наука, 1981. — 150 с.

6. *Baker N.J.* Linear generators for direct drive marine renewable energy converters: the dissertation ... the degree of PhD, school of engineering university of Durham, 2003. — 265 pages.

7. <http://www.vacuumschmelze.de>

8. <http://www.hoganas.com>

Надійшла 11.07.2008.

УДК 621.313.3

К.Р.АЛЛАЕВ, докт.техн.наук (Ташкентский государственный технический университет, Узбекистан), Г.М.ФЕДОРЕНКО, докт.техн.наук, Л.Б.ОСТАПЧУК, канд.техн.наук (Институт электродинамики НАН Украины, Киев)

## Асинхронные турбогенераторы в электроэнергетических системах

(ПАМЯТИ Х.Ф.ФАЗЫЛОВА, И.М.ПОСТНИКОВА, Н.И.СОКОЛОВА)

*Приведены результаты комплексных расчётно-экспериментальных исследований режимов крупных асинхронных турбогенераторов (АТГ) в электрических энергосистемах. Асинхронные турбогенераторы рассмотрены как естественные демпферы дальних и сверхдальних линий электропередачи.*

*Надано результати комплексних розрахунково-експериментальних досліджень режимів великих асинхронних турбогенераторів (АТГ) в електричних енергосистемах. Асинхронні турбогенератори розглянуто як натуральні демпфери далеких та наддалеких ліній електропередачі.*

Формирование объединенных энергетических систем на базе мощных дальних и сверхдальних электропередач, интерес к которым вновь возрастает [3, 7], затрудняет обеспечение устойчивости объединяемых систем, поскольку параметры эксплуатируемых крупных агрегатов с этой точки зрения "ухудшенные" (индуктивности возрастают, постоянные инерции уменьшаются), а вопросы взаимосвязанной настройки регулирующих устройств агрегатов, станций и систем, обеспечивающих требуемую степень устойчивости и демпфирования колебаний, на сегодняшний день полностью не решены [4,5]. В результате появляются системные,

слабозатухающие колебания как в режимах малых нагрузок, так и в нагрузочных режимах. Эти колебания, постепенно охватывая всю систему, могут привести к возникновению системных аварий [4].

С этой точки зрения, наиболее опасными являются низкочастотные колебания в диапазоне 0,2—1,5 Гц, поскольку они близки к собственным частотам агрегатов, а на относительно высокие частоты 1,5 Гц и выше роторы машин практически не реагируют [4]. Так, частоты собственных колебаний синхронных турбогенераторов 200 и 1200 МВт при их постоянных инерциях 7 и 9,3 с и одинаковой синхронизирующей мощности, равной двум,

траншейной проходки горизонтальных свердловин // Техн. электродинамика. — 2008. — №2. — С. 31—35.

3. Иванова И.А. Исследование и разработка магнито-электрического линейного генератора для преобразования энергии морских волн : Дис. ... канд. техн. наук : 05.09.01 СПб., 2006. — 119 с.

4. Козирський В.В., Петренко А.В. Підвищення ефективності електроводопостачання споживачів у сільських регіонах на базі впровадження автономної комбінованої вітроустановки.

// Электрификация та автоматизация сельского хозяйства. — 2007. — № 1. — С. 14—22.

5. Ряшенцев Н.П., Угаров Г.Г., Федонин В.Н., Малов А.Т. Электропривод с линейными электромагнитными двигателями. — Новосибирск: Наука, 1981. — 150 с.

6. Baker N.J. Linear generators for direct drive marine renewable energy converters: the dissertation ... the degree of PhD, school of engineering university of Durham, 2003. - 265 pages.

7. <http://www.vacuumschmelze.de>

8. <http://www.hoganas.com>

Надійшла 11.07.2008.

УДК 621.313.3

К.Р.АЛЛАЕВ, докт.техн.наук (Ташкентский государственный технический университет, Узбекистан), Г.М.ФЕДОРЕНКО, докт.техн.наук, Л.Б.ОСТАПЧУК, канд.техн.наук (Институт электродинамики НАН Украины, Киев)

## Асинхронные турбогенераторы в электроэнергетических системах

(ПАМЯТИ Х.Ф.ФАЗЫЛОВА, И.М.ПОСТНИКОВА, Н.И.СОКОЛОВА)

*Приведены результаты комплексных расчётно-экспериментальных исследований режимов крупных асинхронных турбогенераторов (АТГ) в электрических энергосистемах. Асинхронные турбогенераторы рассмотрены как естественные демпферы дальних и сверхдальних линий электропередачи.*

*Надано результати комплексних розрахунково-експериментальних досліджень режимів великих асинхронних турбогенераторів (АТГ) в електричних енергосистемах. Асинхронні турбогенератори розглянуто як натуральні демпфери далеких та наддалеких ліній електропередачі.*

Формирование объединенных энергетических систем на базе мощных дальних и сверхдальних электропередач, интерес к которым вновь возрастает [3, 7], затрудняет обеспечение устойчивости объединяемых систем, поскольку параметры эксплуатируемых крупных агрегатов с этой точки зрения "ухудшенные" (индуктивности возрастают, постоянные инерции уменьшаются), а вопросы взаимосвязанной настройки регулирующих устройств агрегатов, станций и систем, обеспечивающих требуемую степень устойчивости и демпфирования колебаний, на сегодняшний день полностью не решены [4,5]. В результате появляются системные,

слабозатухающие колебания как в режимах малых нагрузок, так и в нагрузочных режимах. Эти колебания, постепенно охватывая всю систему, могут привести к возникновению системных аварий [4].

С этой точки зрения, наиболее опасными являются низкочастотные колебания в диапазоне 0,2—1,5 Гц, поскольку они близки к собственным частотам агрегатов, а на относительно высокие частоты 1,5 Гц и выше роторы машин практически не реагируют [4]. Так, частоты собственных колебаний синхронных турбогенераторов 200 и 1200 МВт при их постоянных инерциях 7 и 9,3 с и одинаковой синхронизирующей мощности, равной двум,

соответственно будут 1,5 и 1,3 Гц, т.е. они как раз находятся в указанном выше диапазоне.

В настоящее время для решения проблемы демпфирования слабозатухающих низкочастотных колебаний изменяют схемно-режимные условия электроэнергетических систем (ЭЭС), их структуру (прокладка дополнительных линий электропередачи (ЛЭП), изменение количества агрегатов станций), устанавливают системные стабилизаторы, представляющие совокупность автоматического регулятора возбуждения (АРВ) с дополнительными стабилизирующими каналами (в основном по частоте вращения) и т.д.

В качестве демпферов-стабилизаторов электроэнергетических систем возможно также применение асинхронных турбогенераторов [1,2,9].

Коэффициент демпфирования  $D_A$  асинхронного генератора имеет вид

$$D_A = 2M_k \cdot [\omega_0 s_k (1 + \alpha_s^2)]^{-1} \times \quad (1)$$

$$\times \frac{s_k^2 [(1 + \alpha_s^2) - (\omega_\gamma / s_k)^2] (1 - \alpha_s^2) + 2\omega_\gamma^2}{s_k^2 [(1 + \alpha_s^2) - (\omega_\gamma / s_k)^2]^2 + 4\omega_\gamma^2}$$

где  $\alpha_s = s_A / s_k$ ,  $M_k = U^2 / 2x$  — максимальный момент, развиваемый асинхронным генератором при критическом скольжении  $s_k$ ;  $s_A$  — текущее скольжение машины;  $\omega_0$  — угловая частота;  $\omega_\gamma$  — частота внешних колебаний,  $U$  — напряжение генератора,  $x$  — индуктивное сопротивление.

Если в режимах холостого хода или малых нагрузок ( $s_A \approx 0$ ) ротор асинхронного генератора находится под воздействием качаний с частотой  $\omega_\gamma$ , то

$$D_A = \frac{2M_k}{\omega_0 s_k} \cdot \frac{(s_k^2 - \omega_\gamma^2) (1 + 2\omega_\gamma^2)}{(s_k^2 - \omega_\gamma^2)^2 + 4\omega_\gamma^2} \quad (2)$$

Если же  $\omega_\gamma = 0$  и генератор несет нагрузку, то

$$D_A = \frac{2M_k}{\omega_0 s_k} \cdot \frac{1 - \alpha_s^2}{1 + \alpha_s^2} \quad (3)$$

В случае выполнения обоих условий, т.е.  $\omega_\gamma = 0$ ,  $s_A = 0$  (холостой ход),

$$D_A = 2M_k / (\omega_0 s_k) \quad (4)$$

Принимая для АТГ-500  $M_k = 3$  о.е.,  $s_k = 0,005$ , получаем величину демпферного момента —

$\omega_0 D_A = 1200$  о.е., т.е. она велика.

Таким образом, в режимах холостого хода или близких к нему в АТГ развиваются значительные демпфирующие моменты, способствующие интенсивному затуханию колебаний ротора машины (Напомним, что в синхронных турбогенераторах (СТГ) в таких же режимах демпферный момент весьма мал, что известно из теории и четко наблюдался при проведении экспериментов). Анализ показывает, что и в нагрузочных режимах, если моментная характеристика АТГ жесткая, что характерно для крупных асинхронных турбогенераторов с мощной короткозамкнутой медной клеткой, в машине возникают большие демпферные моменты.

В качестве примера на рис. 1 показан демпферный момент для АТГ-500 в зависимости от скольжения генератора, построенный на основе (1) при частоте колебания ротора  $\Delta f_r = 0$ , из которого следует, что и в номинальном режиме машина развивает значительный успокоительный момент —  $\omega_0 D_A = 1378$  о.е.

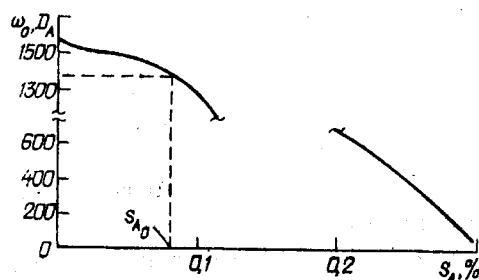


Рис. 1

Таким образом, можно отметить, что декремент затухания в асинхронном генераторе больше, чем в синхронном  $\alpha_A > \alpha_C$ , так как при примерно одинаковых постоянных инерциях агрегатов строго выполняется условие  $D_A > D_C$ .

Собственная частота свободных колебаний в синхронном генераторе всегда больше, чем в асинхронном  $\gamma_C > \gamma_A$ , что означает относительно большую подверженность синхронных машин колебаниям, чем АТГ при возмущениях в системе. Для значения коэффициента саморегулирования агрегата с АТГ с массивным ротором любой конструкции  $\beta_A = \frac{\partial P_{AG}}{\partial \omega} - \frac{\partial P_{AT}}{\partial \omega}$  и агрегата с синхронным

турбогенератором  $\beta_C = \frac{\partial P_{CT}}{\partial \omega} - \frac{\partial P_{ST}}{\partial \omega}$  справедливо неравенство  $\beta_A > \beta_C$ , где  $P_{CT}$ ,  $P_{AG}$  — электромагнитные мощности генераторов;  $P_{ST}$ ,  $P_{AT}$  — механические мощности турбин агрегатов;  $\omega$  — относительная угловая скорость ротора агрегата.

Анализ показывает, что конструкция ротора асинхронного турбогенератора заметно влияет на значение коэффициента саморегулирования агрегата по скорости: его величина у АТГ с ротором с

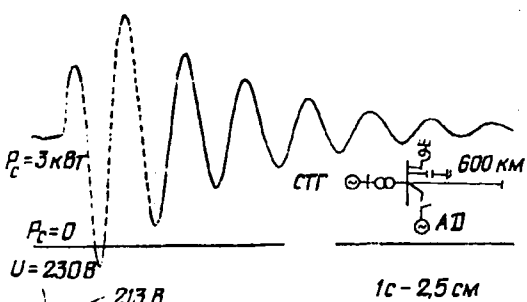
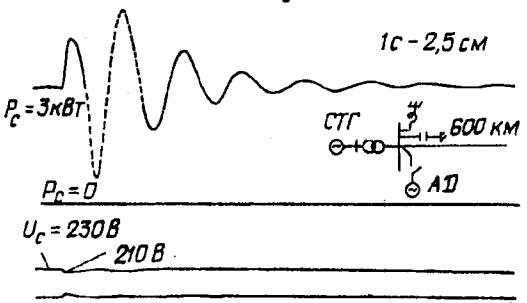
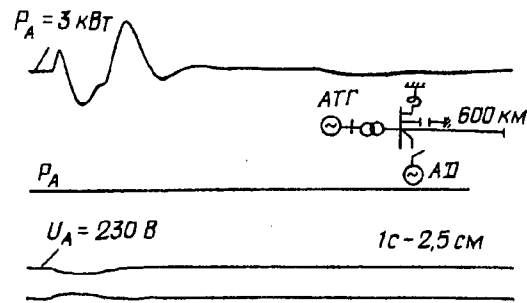
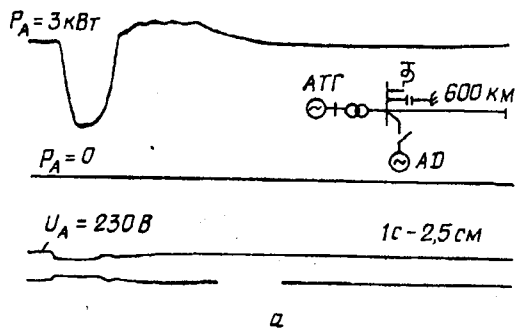


Рис. 2

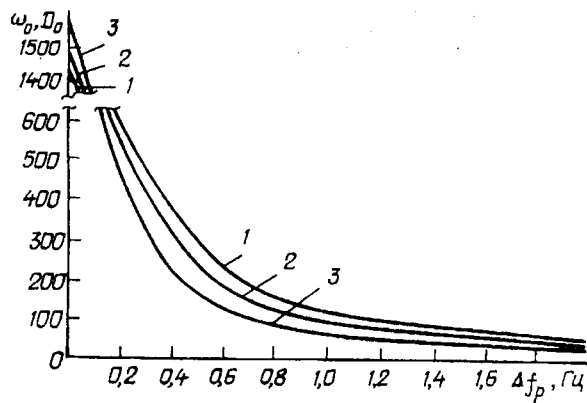


Рис. 3

особенности ротора АТГ (наличие мощной успокоительной системы массива ротора, параметры которой изменяются в соответствии с изменением режима), а также их характеристики в различных режимах, асинхронные турбогенераторы могут выполнять роль естественных системных демпферов-стабилизаторов. Экспериментальные исследования, проведенные на электродинамической модели (ЭДМ), разработанной в Ташкентском государственном техническом университете (Узбекистан) и имеющей модельные СТГ и АТГ с различной конструкцией роторов, полностью подтверждают результаты расчетов.

#### Выводы.

1. Анализ динамических режимов простой и многомашинной электроэнергетических систем, содержащих асинхронные турбогенераторы с массивным ротором с короткозамкнутыми клетками, показывает высокую жизнеспособность АТГ и неиспользованный резерв, заложенный в его конструкции, позволяющий повысить надежность работы, коэффициенты запаса устойчивости ЭЭС и качество переходного процесса в них.

2. Пределы динамической устойчивости ЭЭС, содержащей АТГ, выше, чем пределы электроэнергетической системы, состоящей только из СТГ. Это достигается в результате дополнительного регулирования возбуждения синхронных машин по параметрам режима АТГ и частичной нагрузке совместно работающих СТГ реактивной мощностью. Целесообразным соотношением по мощности между СТГ и АТГ при их совместной работе на одной станции необходимо считать не более 50-ти процентное долевое участие асинхронных турбогенераторов в передаче мощности, так как при этом наблюдается повышение пределов и улучшение демпфирующих свойств электроэнергетических систем.

3. Асинхронные турбогенераторы в силу режимных свойств и конструктивных особенностей ротора могут играть роль естественных системных демпферов-стабилизаторов ввиду наличия мощной успокоительной системы из-за массива ротора. Они выполняют роль фильтров низкочастот-

участвуют асинхронные генераторы с массивным ротором, имеющим короткозамкнутые медные клетки, из-за сильно выраженного саморегулирования.

В многомашинной системе в подавлении низкочастотных колебаний наибольшего эффекта можно достичь при размещении АТГ в нескольких узлах, опасных с точки зрения возникновения неуправляемых электромеханических процессов. Это могут быть точки примыкания слабых межсистемных связей, крупные узлы с резкопеременной нагрузкой и т.д.

Таким образом, учитывая конструктивные

ных колебаний.

4. Расчетные результаты полностью подтверждены экспериментальными исследованиями на электродинамической модели, содержащей модельные асинхронные турбогенераторы с различной конструкцией роторов.

1. Аллаев К.Р. Асинхронные турбогенераторы как естественные демпферы — стабилизаторы электроэнергетических систем // Изв. АН УзССР. Сер. тех. наук. — 1990. — № 4.

2. Аллаев К.Р. Режимы электрических систем с асинхронными турбогенераторами. — 2005. — 287 с.

3. Александров Г.Н. Передача электрической энергии на дальние расстояния // Электричество. — 2000. — №7. — С. 8—15.

4. Баринов В.А., Гамм А.З. и др. Автоматизация диспетчерского управления в электроэнергетике. / Под ред. Руденко Ю.Н. и Семенова В.А. — М.: Из-во МЭИ, 2000. — 648 с.

5. Литкенс И.В., Пуго В.И. Колебательные свойства электрических систем. — М.: Энергоатомиздат, 1988. — 216 с.

6. Постников И.М., Постников В.И., Остапчук Л.Б. Перспективные асинхронные турбогенераторы со статорным возбуждением // Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт. — 1985. — №2. — С. 19—25.

7. Соколов Н.И., Соколова Р.Н. Обеспечение пропускной способности и устойчивости линий электропередачи 1500—3000 км при управлении ее параметрами / Электричество. — 2004. — №6. — С. 2—7.

8. Теория и методы расчета асинхронных турбогенераторов / Под ред. И. М. Постникова. — Киев: Наукова думка, 1977. — 176 с.

9. Фазылов Х.Ф., Аллаев К.Р. Асинхронные турбогенераторы со статорным возбуждением и перспективы их применения // Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт. — 1985. — №2. — С. 12—18.

10. Федоренко Г.М., Воцинский Ю.К. Повышение надежности и эффективности энергоснабжения путем внедрения современных технологий, менеджмента, нового электроэнергетического оборудования // Гидроэнергетика Украины. — 2006. — №1. — С. 41—46.

Надійшла 11.07.2008

УДК 621.311.001.57

Б.С.СТОГНІЙ, академік НАН України, О.В.КИРИЛЕНКО, академік НАН України, В.В.ПАВЛОВСЬКИЙ, канд.техн.наук (Ін-т електродинаміки НАН України, Київ), А.В.ЛЕВКОНЮК (Нац.техн.ун-т України "КПІ", Київ)

## Підвищення пропускної здатності "слабких" перетинів енергосистем з використанням технології гнучкої передачі змінним струмом (ГПЗС, FACTS)

*Рассмотрены два альтернативных подхода к повышению пропускной способности существующих связей сечений энергосистем: за счет увеличения натуральной мощности ЛЭП или с использованием технологий ГППТ (FACTS). Теоретически обосновано и подтверждено расчетами, что наиболее эффективным решением проблемы повышения пропускной способности "коротких" (до 300 км) ЛЭП, "перегруженных" по натуральной мощности, является применение систем ГППТ поперечного типа. Однако, для ЛЭП-750 кВ ОЭС Украины, которые преимущественно имеют длину большую, чем 300 км, более привлекательными могут быть мероприятия по увеличению натуральной мощности.*

*Розглянуто два альтернативних підходи до підвищення пропускної здатності існуючих зв'язків перетинів енергосистем: за рахунок збільшення натуральної потужності ЛЕП або з використанням технологій ГПЗС (FACTS). Теоретично обґрунтовано та підтверджено розрахунками, що найбільш ефективним рішенням проблеми підвищення пропускної здатності "коротких" (до 300 км) ЛЕП, "перевантажених" по натуральній потужності, є застосування систем ГПЗС поперечного типу. Проте для ЛЕП-750 кВ ОЕС України, що переважно мають довжину, більшу за 300 км, більш привабливими можуть бути заходи з підвищення натуральної потужності.*

В умовах реформування енергетики, лібералізації та дерегулювання ринків електроенергії, однією з найбільш актуальних є задача підвищення пропускної здатності "слабких" перетинів енергосистем. За кордоном для цих цілей широко і досить успішно використовуються системи FACTS або ГПЗС (гнучка передача змінним струмом) [13–15,17]. Беручи до уваги низку відмінностей, що притаманні електроенергетичним системам країн колишнього СРСР, у т.ч. Росії, зараз ведеться наукова дискусія щодо доцільності застосування пристроїв ГПЗС у цих енергосистемах [2,4,9]. Ряд авторів [1,3] пропонують дещо інші технологічні рішення. Мова йде про застосування керованих шунтуючих реакторів (КШР) [1] і крос-трансформаторів (КТ) (для маршрутизації потоків потужності в неоднорідних мережах). Такі системи представляють собою фазозміщуючі трансформатори [3]. При цьому відкидається ідея застосування в системах регулювання реактивної потужності елементів силової електроніки. Хоча, по суті, з системної точки зору, КШР і КТ виконують функції систем ГПЗС, тобто систем, що дозволяють адаптивно регулювати реактивні параметри елементів і реактивну по-

тужність в енергосистемах. Все це, в тому числі наявність ряду публікацій [2,4,9], в яких сформульовані різні точки зору щодо ідеї використання систем ГПЗС в ЕС Росії, змушує більш детально розглянути перспективи системного застосування ГПЗС в ОЕС України.

Насамперед, розглянемо основні відмінності енергосистем країн колишнього СРСР від зарубіжних. У вітчизняних енергосистемах відставання мережевого будівництва і нестача резервів генеруючих потужностей компенсувалися розвитком системи централізованого диспетчерського керування (ДК) і засобів протиаварійної автоматики (ПА). Функція регулювання реактивної потужності залишалася переважно за електростанціями. Крім того, для цих енергосистем була притаманна необхідність передачі активної потужності на досить великі відстані.

В енергосистемах зарубіжних країн, що у більшості випадків включають короткі повітряні лінії (ПЛ), навпаки, кожна із систем проводить керування на локальному рівні, підтримуючи необхідні резерви потужності та забезпечуючи необхідний рівень надійності енергопостачання. Це дозволяє,

маючи розгалужену мережу всередині енергосистеми, надійно працювати без централізованого ДК і ПА. В той же час, зв'язки між окремими енергосистемами залишались досить "слабкими". Перехід до ринкових відносин на рівні прямих договорів передбачає можливість купівлі—продажу електроенергії в різних енергосистемах, що призводить до завантаження "слабких" зв'язків між енергосистемами і, як наслідок, може спричинити виникнення системних аварій, що і відбулося в ряді країн.

Різні підходи до проектування мереж, зокрема до вибору величини перетину дротів ліній, призвели до того, що добротність ( $d=X/R$ ) ПЛ високої напруги за кордоном складає 10—15. Це пояснюється використанням проводів з більшим перетином. В той же час у вітчизняних енергосистемах через використання дротів з меншим перетином добротність складає лише 7—10. Слід зауважити, що втрати активної потужності в ПЛ з великою добротністю менше, а реактивний опір залишається практично таким самим.

Використання дротів з великими перетинами (до 700 мм<sup>2</sup>) розширює межі пропускної спроможності ПЛ з точки зору струмового навантаження. Однак, в максимальних режимах така ПЛ працює в режимі "перевантаження" відносно натуральної потужності [1]. Відомо, що, якщо по лінії передається потужність менша, ніж натуральна, то ПЛ є джерелом реактивної потужності, якщо більша — то споживачем. Для того, щоб в режимі "перевантаження" ПЛ по натуральній потужності уникнути збільшення струму в лініях і пов'язаних з цим додаткових втрат активної потужності, а також зниження рівнів напруги, використовуються засоби поздовжньої компенсації. Поздовжня компенсація дозволяє зменшити реактивний опір ПЛ і тим самим зменшити падіння напруги. Поперечна компенсація (використання статичних тиристорних компенсаторів (СТК)) дозволяє забезпечити генерування необхідної для ПЛ реактивної потужності в відповідних перетинах. Таким чином, і поздовжня, і поперечна компенсація використовуються для підвищення рівнів потужності, що може передаватися по існуючих ПЛ. Зрозуміло, що чим більша добротність ПЛ, тим більш ефективна поздовжня компенсація. Це характерно саме для зарубіжних енергосистем. Слід зауважити, що ефективність поздовжньої компенсації буде більшою від поперечної в випадку, коли потрібно збільшити пропускну спроможність довгих ліній [16]. Ефективність поперечної компенсації залежить від режимних резервів реактивної потужності в системі: чим менше в енергосистемі джерел реактивної потужності, тим ефективнішим буде використання СТК для збільшення допустимих рівнів потужності, що передається по ПЛ в режимах, коли ця потужність більша, ніж натуральна. Ефективність компенсації може бути оцінена за допомогою коефіцієнта ефективності

$$K_{P_{гр}+Q} = \frac{\Delta P_{гр}}{Q} = \frac{P_{гр+Q} - P_{гр}}{Q}, \quad \left[ \frac{\text{МВт}}{\text{МВАр}} \right], \quad (1)$$

де  $P_{гр}$  і  $P_{гр+Q}$  — відповідно величини граничних перетоків (МВт) до і після встановлення засобів компенсації потужністю  $Q$  (МВАр).

Практичні результати впровадження СТК [12] свідчать, що в середньому

$$K_{P_{гр}+Q} = 0,2 - 0,3 \left[ \frac{\text{МВт}}{\text{МВАр}} \right].$$

Теоретичні розрахунки, наведені в [5] для SVC та STATCOM (обидва пристрої поперечної компенсації), показали ефек-

$$тивність на рівні  $K_{P_{гр}+Q} = 0,24 - 0,35 \left[ \frac{\text{МВт}}{\text{МВАр}} \right]$ .$$

Результати розрахунків для перетину ПЛ "материкова частина України—Крим", що проведені з використанням розробленої методики вибору типу, потужності і місця встановлення систем ГПЗС [10], показали, що ефективність  $K_{P_{гр}+Q}$  можна збільшити до

$$величини  $0,57 \left[ \frac{\text{МВт}}{\text{МВАр}} \right]$ .$$

Крім того зазначимо, що дефіцит засобів компенсації реактивної потужності у вітчизняних магістральних мережах є вагомим аргументом використання СТК як достатньо ефективного засобу регулювання реактивної потужності.

Питання підвищення рівнів передачі по ПЛ потужності, вище натуральної, відомі вже досить давно і їх вирішення призвело до розвитку регулюючих і компенсуючих пристроїв [8,11]. Розробки СТК, які по суті є аналогом сучасних SVC сімейства FACTS, велись в СРСР ще 30 років тому [6,7].

Як альтернативний підхід до ідеї підвищення пропускної здатності ПЛ можна розглядати рішення, пов'язане із збільшенням величини натуральної потужності ПЛ та застосуванням КШР невеликої потужності [2]. При цьому допускаються максимальні перетоки по ПЛ не більше натуральної потужності, а надлишки реактивної потужності, що генеруються ПЛ в мінімальних режимах передачі, компенсуються КШР. Для підвищення натуральної потужності пропонується ряд конструктивних заходів, наприклад, розщеплення фаз.

Натуральна потужність ПЛ довжиною  $l_{пл}$  в загальному вигляді визначається як

$$P_{нат} = \frac{U^2}{x_0 l_{пл}} \sin \left( \frac{l_{пл}}{6 \cdot 10^6} 2\pi \right), \quad (2)$$

де  $U$  — номінальна напруга ПЛ,  $x_0$  — погонний реактивний опір ПЛ [Ом/км].

Тоді для ПЛ-330 довжиною 200 км з погонним реактивним опором 0,33 Ом/км натуральна потужність дорівнює

$$P_{нат} = \frac{(330 \cdot 10^3)^2}{33 \cdot 10^{-5} \cdot 200 \cdot 10^3} \sin \left( \frac{200 \cdot 10^3}{6 \cdot 10^6} \cdot 3,14 \cdot 2 \right) =$$

= 343 МВт.

З іншого боку, відомо, що величина ідеальної граничної потужності ПЛ (при нехтуванні активним опором лінії) визначається як

$$P_{гр} = (U_1 U_2 / X) \sin \delta, \quad (3)$$

де  $U_1, U_2$  — напруги на кінцях ПЛ,  $\delta$  — кут між векторами напруги  $U_1$  та  $U_2$ . З урахуванням наявності достатніх резервів реактивної потужності на обох кінцях ПЛ і при припущенні про рівність напруги на кінцях ПЛ ( $U_1 = U_2 = U = \text{const}$ )  $P_{гр}$  досягається при  $\delta = \pi/2$ . Тоді вираз (3) має вигляд

$$P_{гр} = U^2 / X = U^2 / (x_0 l_{пл}). \quad (4)$$

Визначимо відношення  $P_{нат}$  до  $P_{гр}$ , урахувавши (2) та (4),

$$P_{нат} / P_{гр} = \sin(2\pi l_{пл} \cdot 10^{-6} / 6), \quad (5)$$

з якого видно, що величина співвідношення  $P_{нат} / P_{гр}$  визначається тільки довжиною ПЛ. Наприклад, для ПЛ довжиною 100 км —  $P_{нат} / P_{гр} = 0,104$ , тобто натуральна потужність складає лише 10,4% від ідеальної граничної потужності, що передається. Для ПЛ 300 км —  $P_{нат} / P_{гр} = 0,309$ ; а для ПЛ 600 км —  $P_{нат} / P_{гр} = 0,587$ . Залежність величини відношення натуральної та граничної потужностей від довжини ПЛ показана на рис. 1.

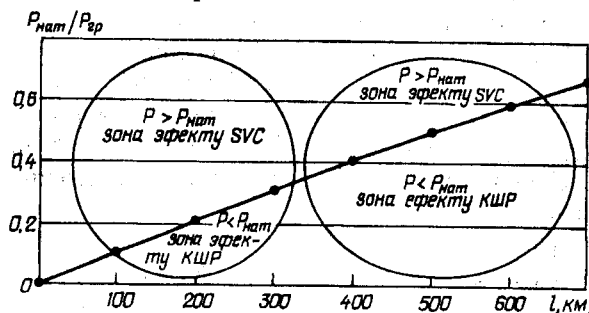


Рис. 1

Як видно з рис. 1, для ПЛ довжиною до 300 км натуральна потужність складає лише 10–30% від ідеальної граничної потужності. Тому можна зазначити, що при ефективному з точки зору передачі потужності використанні більшості "коротких" ліній працюють в режимах "перевантаження" по натуральній потужності, в той час як ПЛ 300 км та довше — "недовантажені". Дійсно, при збільшенні довжини ПЛ до 500–600 км, співвідношення  $P_{нат} / P_{гр}$  збільшується. Це свідчить про те, що для цих ПЛ навантаження зазвичай менше або дорівнює натуральній потужності. Тому такі ПЛ є переважно джерелом реактивної потужності, для ком-

пенсації якої слід передбачити застосування КШР. Довжина ПЛ-330 та ПЛ-220, що експлуатуються в ОЕС України, не перевищує 200–250 км, а середня довжина ПЛ-750 кВ — більше 300 км. Таким чином, для мереж 220–330 кВ ОЕС України слід очікувати роботу в режимах "перевантаження" по натуральній потужності, і використання СТК виглядає перспективним для компенсації реактивної потужності, що споживається ПЛ. В той же час, для мереж 750 кВ більш привабливою видається робота в режимах передачі потужності, меншої ніж натуральна, і доцільним є використання КШР для компенсації реактивної потужності, що генерується ПЛ.

З метою дослідження цих викладок були проведені розрахунки на моделі магістральних мереж ОЕС України. Співвідношення  $P_{нат} / P_{гр}$  та  $P_{макс} / P_{гр}$  в залежності від довжини ПЛ для ОЕС України наведено на рис. 2. Величина  $P_{макс}$  відповідає потужності, що передається по ПЛ в режимі максимуму навантажень. Ромбом виділено залежність величини  $P_{нат} / P_{гр}$  від довжини ПЛ. Якщо їх з'єднати, то отримаємо пряму, що відповідає теоретичній залежності (5), показаній на рис. 1. Крім того, шляхом розрахунку усталеного режиму були отримані співвідношення  $P_{макс} / P_{гр}$ . Аналіз розміщення цих точок ( $P_{макс} / P_{гр}$ ) на рис. 2 дозволяє розподілити всі ПЛ на ті, що працюють в максимумі "вище" та "нижче" натуральної потужності. Наприклад, майже всі точки співвідношення ( $P_{макс} / P_{гр}$ ) для ПЛ-750 кВ довжиною 200–500 км знаходяться нижче лінії  $P_{нат} / P_{гр}$ , що свідчить про те, що навіть у максимальному режимі ці ПЛ працюють з навантаженнями меншими, ніж натуральна потужність ПЛ. Це підтверджує висунуту гіпотезу в частині, що ПЛ 300 км та довше є "недовантаженими" по натуральній потужності.

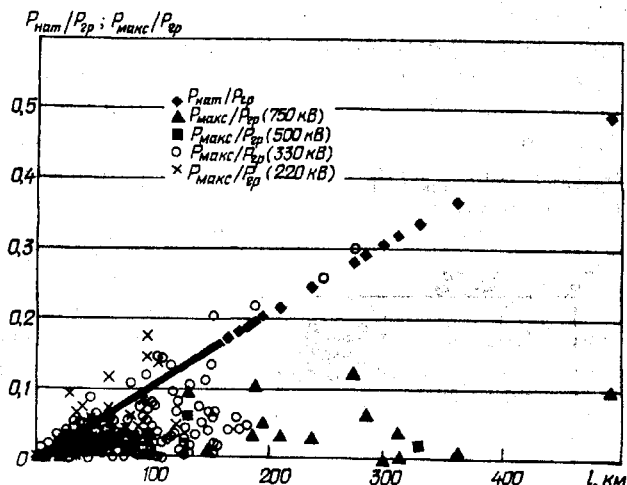


Рис. 2

Що стосується "коротких" ПЛ, то, як показали результати розрахунків, для більшості з них співвідношення ( $P_{макс} / P_{гр}$ ) також знаходяться нижче лінії  $P_{нат} / P_{гр}$ , що свідчить про те, що ці ПЛ теж працюють з навантаженнями меншими, ніж нату-



ральна потужність ПЛ. Але в ОЕС України існує декілька ПЛ-220 та 330 кВ, що "перевантажені" по натуральній потужності (їхні співвідношення ( $P_{\max}/P_{\text{гр}}$ ) знаходяться вище лінії  $P_{\text{нат}}/P_{\text{гр}}$  на рис. 2). Саме ці ПЛ розглядаються як місця, де ефективним представляється використання систем ГПЗС.

На рис. 3 за результатами моделювання режиму ОЕС України визначені точки, що характеризують залежність співвідношення  $P_{\max}/P_{\text{нат}}$  від довжини ПЛ. Цей рисунок більш наглядно ілюструє, що існує достатньо велика частина "коротких" ПЛ, які "перевантажені" по натуральній потужності. На рис. 2 цим ПЛ відповідають точки, що знаходяться вище лінії  $P_{\max}/P_{\text{нат}} = 1$ . Однак, в цілому в ОЕС України значно більше "недовантажених" по натуральній потужності ПЛ 220—330 кВ.

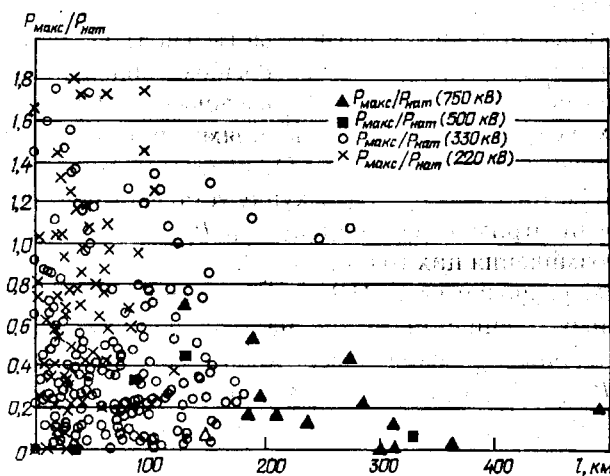


Рис. 3

Ситуація змінюється, якщо розглянути окрему енергосистему. Наприклад, орієнтуючися на прогнозні режими 2010 р. Кримської енергосистеми, яка характеризується дефіцитом потужності та завантаженням перетину "материкова частина України—Крим", на рис. 4 наведено залежності  $P_{\text{нат}}/P_{\text{гр}}$  та  $P_{\max}/P_{\text{гр}}$  від довжини ПЛ Кримської ЕС, а на рис. 5 — залежність  $P_{\max}/P_{\text{нат}}$

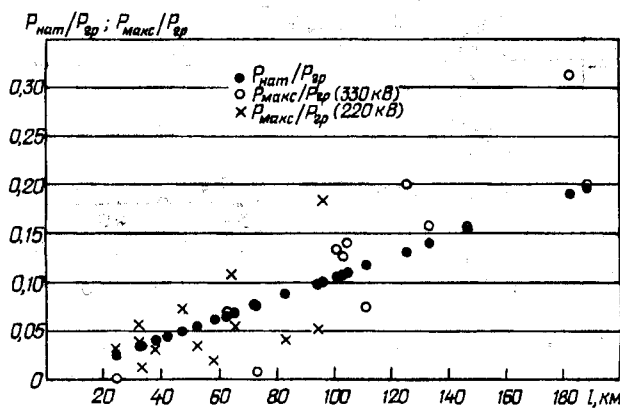


Рис. 4

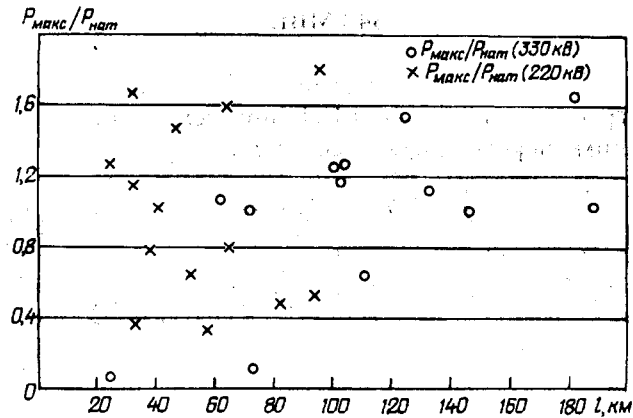


Рис. 5

Аналіз рис. 4 та 5 свідчить, що в режимах максимальних навантажень більшість ПЛ 220—330 кВ Криму "перевантажені" по натуральній потужності. Це і пояснює проблеми енергозабезпечення півострова, зокрема низькі рівні напруги в режимах максимуму споживання та штучно обмежену пропускну здатність перетину ОЕС України—Крим. В той же час, проведений аналіз показує доцільність застосування систем ГПЗС, які здатні компенсувати втрати реактивної потужності в "перевантажених" по натуральній потужності режимах для вирішення зазначених проблем в Кримській ЕС.

Проведемо аналіз можливих варіантів збільшення пропускну здатності перетинів за допомогою встановлення систем ГПЗС та реконструкції ПЛ і встановлення КШР. Для цього розглянемо режими роботи ПЛ-330 кВ довжиною 200 км з такими параметрами: ( $z_0 = 0,048 + j0,328$  (Ом/км),  $b = 3,41 \cdot 10^{-6}$  (См/км),  $I_{\max, \text{доп}} = 1420$  А (дані наведені для ПЛ-330, виконаної дротами 2\*АС 300/39)). Вважаємо, що лінія приєднана до джерела нескінченної потужності та живить навантаження  $S_H = P_H + jQ_H$ , де  $Q_H = 0$  — реактивне, а  $P_H$  — активне навантаження, яке змінюється від 0 до граничного значення.

Спочатку для цієї ПЛ з  $P_{\text{нат}} = 343$  МВт розраховувалася послідовність обважнювання режимів до межі передавання потужності, що досягається при появі розбіжності ітераційного процесу розрахунку усталеного режиму. Цей режим характеризується такими величинами активної та реактивної потужностей:  $P_{\text{гр}} = 730$  МВт,  $\Delta Q_{\text{ВЛ}} = 631$  МВАр (втрати реактивної потужності в ПЛ), напруги  $U_{\text{кр}} = 0,68U_{\text{ном}}$ , та кута  $\delta_{\text{кр}} = 40^\circ$ . На рис. 6 наведено залежності, що визначають зміну величин  $\Delta Q_{\text{ВЛ}}/P_{\text{нат}} - (1-1)$ ;  $U$  [в.о.] — (1-2);  $\delta$  [в.о.], де в.о. визначаються як  $(\delta^0/90^\circ) - (1-3)$ , отриманих при реалізації траєкторії обважнювання режиму.

Так крива 1-1 показує, що у режимах  $P < P_{\text{нат}}$  величина  $\Delta Q_{\text{ВЛ}} > 0$ , тобто ПЛ генерує реактивну потужність, а при  $P > P_{\text{нат}}$  величина  $\Delta Q_{\text{ВЛ}} < 0$  — ПЛ споживає реактивну потужність. При обважнюванні режиму зменшується напруга (крива 1-2) та

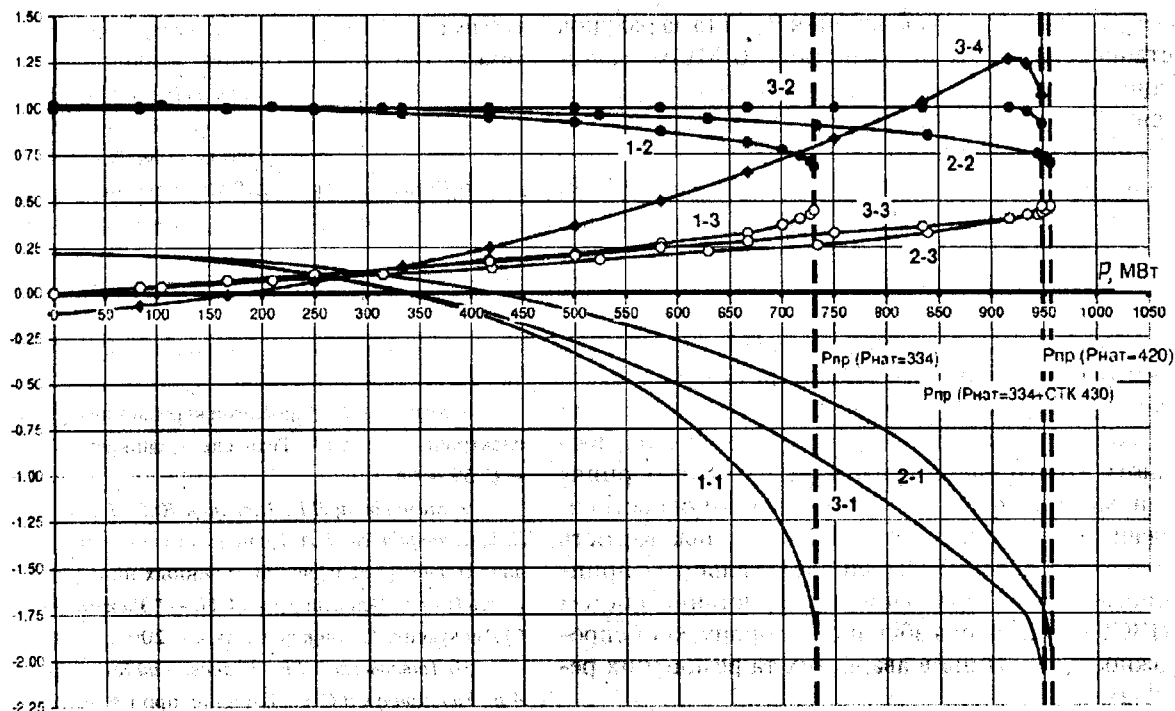


Рис. 6

збільшується кут  $\delta$  (крива 1-3). При наближенні до граничного режиму ( $P_{гр} = 730$  МВт) "лавиноподібно" збільшуються втрати реактивної потужності в лінії  $\Delta Q_{ВЛ}$  (крива 1-1), що призводить до "швидкого" зменшення напруги. Тобто настає "лавіна напруги" у вузлі.

В подальшому проведено оцінку варіанту, коли збільшена величина  $P_{нат}$  ПЛ за рахунок "розщеплення" фази із двох дровів на 4. В результаті активний опір ПЛ зменшився вдвічі. Реактивний погонний опір зменшився у відповідності до співвідношення

$$x_0 = 0,1445 \lg(D_{ср} / R_E) + 0,0157/n, \quad (6)$$

де  $D_{ср}$  — середньгеометричні відстані між фазами ( $D_{ср} = 11$  м для ВЛ-330 кВ),  $n$  — число проводів в фазі і  $R_E$  — еквівалентний радіус розщепленої фази. Причому

$$R_E = \begin{cases} \sqrt{Ra}; & n=2 \\ (Ra^3)^{0,25} \cdot \sqrt{2}; & n=4 \end{cases}, \quad (7)$$

де  $R$  — радіус проводу,  $a$  — відстань між проводами у фазі.

Крім того, змінюється реактивна провідність ПЛ, яка визначається як

$$b_0 = 7,58 \lg^{-1}(D_{ср} / R_E) \cdot 10^{-6}. \quad (8)$$

Для ПЛ-330 з 4 дровами у фазі у відповідності

до (6)–(8)  $x_0 = 0,265$  Ом/км;  $b_0 = 4,193$  См/км. При цьому збільшується натуральна потужність до 427 МВт.

Граничний режим у цьому випадку визначається наступними параметрами:  $P_{гр} = 957$  МВт,  $\Delta Q_{ВЛ} = 836$  МВАр,  $U_{кр} = 0,7U_{ном}$ ,  $\delta = 42^\circ$ . Відповідні криві (2-1, 2-2, 2-3) показано на рис. 6. Зазначимо, що внаслідок додаткового розщеплення фази,  $P_{нат}$  збільшилася на 86 МВт, а  $P_{гр}$  — на 226 МВт.

Проведемо аналіз ситуації, коли замість розщеплення фаз передбачено встановлення СТК потужністю -100/+430 МВАр з плавним регулюванням. Уставка контролера СТК задається умовою підтримання напруги у вузлі навантаження ПЛ-330 на рівні  $U_{ном}$ . Розрахунки граничного режиму показали, що при цьому  $P_{гр} = 949$  МВт,  $\Delta Q_{ВЛ} = 696$  МВАр,  $U_{кр} = 0,91U_{ном}$ ,  $\delta_{кр} = 42^\circ$ . Підвищення  $U_{кр}$  (порівняно з попереднім розрахунком) пояснюється тим, що межа потужності знаходиться відразу за досягненням СТК своєї максимальної реактивної потужності (крива 3-4). Тобто, при наявності регулюючих пристроїв компенсації, що здатні підтримувати незмінну напругу в досить широких діапазонах навантажень, межа потужності обумовлена перш за все не рівнем напруги у вузлі, а об'ємом резервів реактивної потужності. У випадку, коли такі резерви вичерпано, фактично відразу настає лавина напруги, навіть при відносно високих (більше  $0,9U_{ном}$ ) значеннях напруги в вузлі.

Наведені розрахунки показали, що в останніх двох випадках в цілому вдається підвищити  $P_{гр}$  на приблизно однакову величину 220 МВт за рахунок

розщеплення фази (збільшення  $P_{\text{нат}}$ ) та за рахунок встановлення СТК потужністю 430 МВАр відповідно. Для вибору оптимальної технології збільшення  $P_{\text{гр}}$  необхідно провести техніко-економічний порівняльний аналіз цих варіантів. Зазначимо лише, що за різними попередніми оцінками (ABB, Nokia Capacitors) вартість СТК потужністю 430 МВАр складає близько 120 млн.грн., в той час, як вартість реконструкції ПЛІ із розщепленням фаз — біля 300 млн.грн.

При розгляді режимів роботи ПЛІ відносно "перевантаження" по натуральній потужності необхідно враховувати, що внаслідок передачі по лінії активної потужності, більшої ніж натуральна, зростають втрати електроенергії, але в умовах ринку економічний ефект від збільшення потужності передачі може бути значно більшим, ніж вартість втрат електроенергії. Особливо актуальним є принципова можливість (при використанні систем ГПЗС) тимчасового збільшення пропускної спроможності перетинів в аварійних та ремонтних режимах.

Таким чином, у загальному випадку для ПЛІ 220—330 кВ ОЕС України, що переважно мають довжину до 300 км, більш ефективним для підвищення пропускної здатності перетинів видається використання СТК, ніж заходи щодо підвищення натуральної потужності. З іншого боку, для ПЛІ-750 кВ ОЕС України, що переважно мають довжину, більшу за 300 км, більш привабливими можуть бути заходи з підвищення натуральної потужності ПЛІ. Однак, для кожного окремого випадку оптимальне вирішення проблеми підвищення пропускної здатності перетину полягає у проведенні математичного моделювання та техніко-економічного аналізу всіх існуючих альтернатив. Варто відзначити, що на сьогодні відповідні математичні моделі та засоби моделювання розроблені та дозволяють проводити такий аналіз досить точно і швидко.

1. Александров Г.Н. Воздушные линии электропередачи без источников реактивной мощности // Известия АН РФ. Энергетика. — 2006. — №5. — С. 35 — 46.

2. Александров Г.Н. Об эффективности применения компенсирующих устройств на линиях электропередачи. Дискуссия // Электричество. — 2005. — №4. — С. 62 — 67.

3. Добрусин Л.А., Ольшванг М.В. Новый подход к маршрутизации сетей 110—765 кВ и кросс-трансформаторная технология. // ЭЛЕКТРО. — 2007. — №2.

4. Дорофеев В.В., Шакарян Ю.Г., Кочкин В.И., Коцеев Л.А., Хвоцинская З.Г. Перспективы применения в ЕЭС России

гибких (управляемых) систем электропередачи переменного тока. // Электрические станции. — 2004. — № 8. — С. 10 — 18.

5. Коцеев Л.П., Шлайфштейн В.А. Об эффективности применения управляющих устройств в электрической сети. Электрические станции. — 2005. — №12. — С. 30 — 39.

6. Крайз А.Г., Лейтес Л.В. Об индуктивных устройствах для статических компенсаторов реактивной мощности. Электричество. — 1979. — №10.

7. Крайз А.Г., Майстрюков Л.А. Регулирующие и компенсирующие устройства для оптимизации работы сетей сверхвысокого напряжения. // Электричество. — 1981. — № 4. — С. 18—22.

8. Кузнецов В.Г. Проблемы керування режимами сучасних електричних мереж // Техн. електродинаміка. — 2007. — № 4. — С. 59 — 64.

9. Мамикоянц Л.Г., Шакарин Ю.Г., Поспелов Г.Е., Коцеев Л.А., Шлайфштейн В.А. Технология гибких линий электропередачи и электропередач, настроенных на передаваемую мощность (статья Александрова Г.Н. — "Электричество", 2006, №4).

10. Павловський В.В., Уцаповський К.В., Зорін М., Левкун А.В., Макогончук В.С. Підвищення пропускної здатності "перетину ОЕС України-Крим" та нормалізація рівнів напруги рахунок адаптивної компенсації реактивної потужності // Нави енергетики. — 2008. — №7.

11. Постолатий В.М., Быкова Е.В., Кузнецов В.Г., Тузюк Ю.И. Применение управляемых гибких электропередач переменного тока для оптимизации режимов электроэнергетических систем // Техн. електродинаміка. — 2003. — №4. — С. 50 — 54.

12. ABB FACTS CD. www.abb.com

13. Battistelli L., Lauria D., Proto D. Reactive control in deregulated environment with static VAR compensators improving voltage stability. // IEE Proc. "Generation, Transmission and Distribution". — 2003. — V. 150. — Issue 1. — Pp. 113 — 118.

14. Hingorani N.G., Gyugyi L. Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems. — Wiley-IEEE Press, ISBN: 978-0-7803-3455-7, 1999. — 432 p.

15. Kannan, Jayaram S. Salama S. Real and reactive power coordination for a unified power flow controller // IEEE Transaction on Power Systems. — 2004. — V. 19. — № 3. — P. 1454 — 1461.

16. Machado R.L., Almeida K.C., e Silva A.S.. Series Capacitors for the long distance ac power transmissions; A Study of the Impact of FACTS Devices on the Southern Brasil Transmission System B4-212. — CIGRE Session, 2004.

17. Ying Xiao Song, Y.H. Chen-Ching Liu Sun, Y.Z. Available transfer capability enhancement using FACTS devices, IEEE Transaction on Power Systems, 2003, Volume 18, Issue 1, P. 305—312.

Надійшла 20.11.0

В.Г.КУЗНЕЦОВ, член-корр. НАН Украины (Ин-т электродинамики НАН Украины, Киев), К.Н.РАМАЗАНОВ, член-корр. НАН Азербайджана (Ин-т физики НАН Азербайджана, Баку), А.К.САЛИМОВА (АзНИИПИ Энергетики, Баку)

## Управление спросом на электроэнергию как фактор повышения эффективности работы энергосистемы

*Исследована динамика изменения коэффициента неравномерности суточного графика нагрузки энергосистемы за 2003—2007 годы. Показано, что введение дифференцированного тарифа на использованную энергию по зонам благоприятно влияет на регулирование графика нагрузки энергосистемы и дает значительный экономический эффект.*

*Досліджено динаміку зміни коефіцієнта нерівномірності добового графіка навантаження енергосистеми за 2003—2007 роки. Показано, що введення диференційованого тарифу на використану енергію по зонах доби сприятливо впливає на регулювання графіка навантаження енергосистеми і дає значний економічний ефект.*

Азербайджанская энергосистема является наиболее крупной энергосистемой среди стран Закавказья. Суммарная установленная мощность энергосистемы составляет 5480 МВт, а рабочая мощность — порядка 4640 МВт. Годовое производство электроэнергии за последние годы находится в интервале 21—23 млрд. квт ч. Доля ГЭС в производстве электроэнергии составляет порядка 12—15 %. Суточные графики нагрузки энергосистемы характеризуются резким ростом нагрузки в часы вечернего максимума и значительным снижением ее в часы ночного провала.

Ниже приводится динамика изменения коэффициента неравномерности суточного графика нагрузки энергосистемы ( $P_{\min}/P_{\max}$ ) за 2003—2007 годы (рис. 1).

Как видно из рисунка, коэффициент неравномерности суточного графика нагрузки в осенне-зимний период находится в пределах 0,55—0,67, а в весенне-летний период несколько снижается и находится в пределах 0,48—0,55.

Сравнение суточных графиков нагрузки энергосистемы ряда стран СНГ (рис. 2, где также приведены величины коэффициента заполнения  $K_3$  и проценты регулирования мощности  $\Delta U_t$ ) показывает, что уровень коэффициента неравномерности  $K_n$  суточного графика нагрузки энергосистемы Азербайджана значительно ниже, чем у энергосистем России, Украины и Казахстана [6].

Известно, что низкий коэффициент неравномерности суточного графика нагрузки указывает на недостаточную эффективность использования генерирующих мощностей, особенно оборудования базисных ТЭС.

Во времена существования единой энергосистемы полупиковые и пиковые мощности частично покрывались за счет собственных гидравлических станций и перетоками со стороны Единой Энергосистемы. В ночные часы (в период провала нагрузки на территории Азербайджана) энергия базисных станций передавалась в Единую Электроэнергетическую Систему и, тем самым, обеспе-

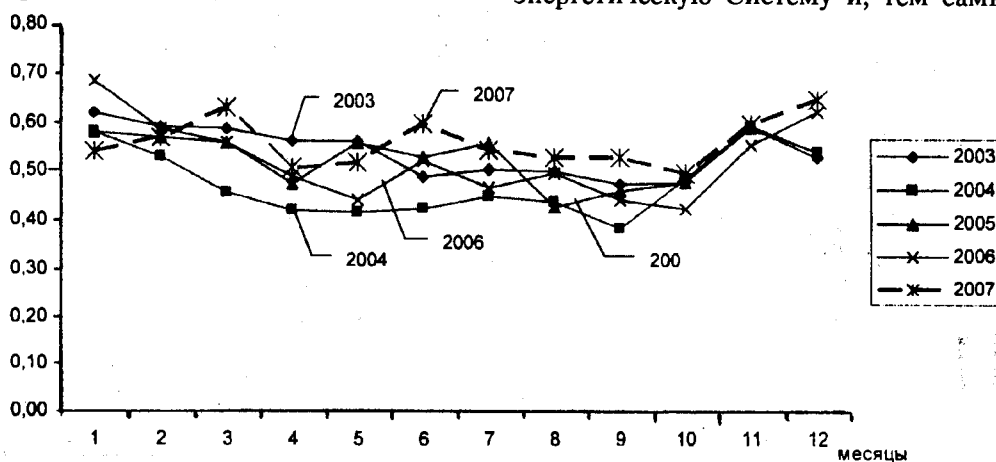


Рис. 1

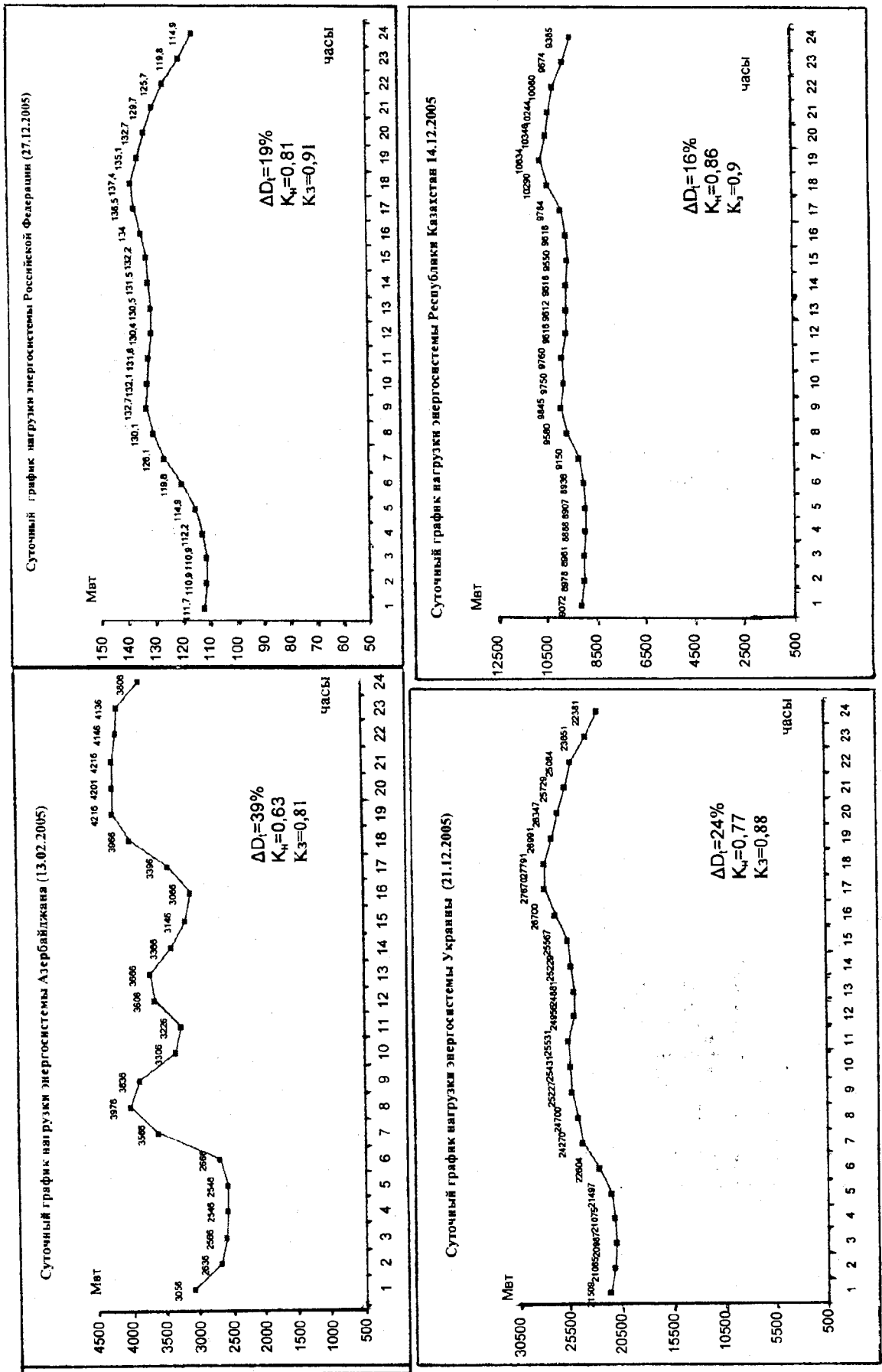


Рис. 2

чивалась общая эффективность работы ТЭС. Таким образом, агрегаты ТЭС работали почти в проектном режиме, так как базисная часть графика нагрузки была достаточно велика за счет потребления энергии другими регионами в период минимума нагрузки в Азербайджане.

Неслучайно, в 1990 году энергосистема Азербайджана, располагая меньшей мощностью, чем в 2007 году, обеспечивала выработку электроэнергии в объеме 24,9 млрд. кВт ч [6].

В последние годы условия работы энергосистемы резко изменились, так как юридическое и административно-хозяйственное управление энергосистемой в условиях рыночной экономики ведется по другому принципу. Энергосистема вынуждена адаптироваться к условиям работы потребителей, которые не всегда совпадают с интересами энергосистемы, заинтересованной в течении суток или сезона работать в более-менее стабильном режиме.

Взаимосвязи энергосистемы с энергосистемами соседних стран также претерпели существенные изменения, адаптируясь к новым юридическим и экономическим условиям по перетоку (или продаже) электроэнергии на контрактной основе.

Вследствие прошедших радикальных перемен в экономической жизни страны изменился характер суточного графика нагрузки энергосистемы и, как его следствие, режим работы агрегатов ТЭС. Вынужденная работа ТЭС в указанном режиме сопровождается следующими нежелательными тенденциями:

- при определении режима работы действующих и проектируемых крупных потребителей практически не учитывается характер работы энергосистемы;

- суточный график нагрузки энергосистемы стал более резкопеременным в период набора мощности от ночного провала к утреннему максимуму, причем увеличение абсолютной величины набора мощности сопровождается при одновременном сокращении времени на набор мощности;

- энергосистема вынуждена увеличить объем вращающегося резерва, что приводит к дополнительному расходу топлива на ТЭС;

- в часы максимума графика нагрузки энергосистема Азербайджана вынуждена приобретать электроэнергию у Российской Федерации по почти в два раза большей цене, чем продает ее той же стране в часы провала нагрузки;

- из-за ограниченности водных ресурсов энергосистема вынуждена использовать тепловые электростанции для покрытия потребности полупиковой и пиковой мощности.

Работа энергосистемы (хотя и в вынужденном режиме) в конечном счете сопровождается заметным ухудшением ее экономических и технических показателей, а также привлечением значительных финансовых ресурсов для строительства ТЭС, работающих в полупиковом и пиковом режиме.

Решение вышеуказанных задач напрямую связано с проблемами расширения базисной части графика нагрузки энергосистемы, обеспечивающими благоприятные условия для эксплуатации агрегатов ТЭС [3,4,5,6].

Обзор и анализ соответствующей научно-технической литературы, а также изучение опыта развитых стран показывает, что управление спросом потребителей на электроэнергию является весьма действенным механизмом по регулированию суточного графика нагрузки энергосистемы. Указанное регулирование предполагает, как правило:

- применение дифференцированного тарифа на использованную энергию по различным зонам суток;

- расширение международных связей по параллельной работе и продаже энергии на контрактной основе, особенно в часы минимума нагрузки энергосистемы;

- использование потребителей-регуляторов и других мероприятий.

Наиболее действенным и быстрым решением проблемы регулирования графика нагрузки могло бы быть комплексное применение всех указанных мероприятий. В этом случае можно было бы рассчитывать на экономическую выгоду.

Эффект, вызванный регулированием суточного графика нагрузки энергосистемы, представляет собой разность между величинами экономии приведенных затрат за счет регулирования графика нагрузки и дополнительных приведенных затрат, связанных с осуществлением регулировочных мероприятий,

$$\Delta Z_{\text{нх}} = \Delta Z_{\text{э}} - \Delta Z_{\text{п}}, \quad (1)$$

где  $\Delta Z_{\text{э}}$  — величина экономии затрат в энергосистеме, получаемая за счет использования того или иного метода по регулированию графика нагрузки энергосистемы, (тыс. дол);  $\Delta Z_{\text{п}}$  — дополнительные приведенные затраты, связанные с использованием того или иного способа регулирования графика нагрузки энергосистемы, (тыс. дол).

Экономический эффект, получаемый энергосистемой от выравнивания графика нагрузки, можно записать в виде

$$\Delta Z_{\text{э}} = (E_{\text{н}} + a_{\text{эс}}) K_{\text{эс}} \cdot \Delta P_{\text{эс}} + \Delta И_{\text{т}} + \Delta И, \quad (2)$$

где  $E_{\text{н}}$  — нормативный коэффициент эффективности капитальных вложений (дол/год),  $K_{\text{эс}}$  — удельные капиталовложения, требуемые для развития энергосистемы, (дол/кВт),  $a_{\text{эс}}$  — относительные значения постоянных издержек на развитие энергосистемы;  $\Delta P_{\text{эс}}$  — снижение максимальной нагрузки энергосистемы за счет регули-

рования (кВт);  $\Delta I_T$  — экономия (изменение) ежегодных издержек на топливо (тыс. дол);  $\Delta I$  — экономия ежегодных издержек на текущий ремонт и зарплату (тыс. дол).

Перенесение части выработки электроэнергии из одной зоны в другие, кроме экономии приведенных затрат, вычисляемой по формуле (1), приводит и к значительному изменению расходов топлива на электростанциях. Это связано с изменением величины относительного прироста расхода топлива. Экономия затрат на топливо при регулировании графика нагрузки определяется следующим образом:

$$\Delta I_T = \frac{b_p \Delta \Pi_p}{1-a_p} - \frac{b_{пп} (1-S_n) \lambda_{пп} \Delta \Pi_{пп}}{1-a_{пп}} - \frac{b_n S_n \lambda_n \Delta \Pi_n}{1-a_n} \quad (3)$$

где  $\Delta \Pi = h \Delta P_{эс}$  — уменьшение выработки электроэнергии в пиковой зоне, тыс. кВт·ч;  $h$  — число часов регулирования в году, ч;  $b_p$  — удельный расход топлива пиковой электростанции, кг у.т./кВт·ч;  $b_{пп}$ ,  $b_n$  — удельные приросты расхода топлива агрегатов, компенсирующих в полупиковых и ночных зонах времени, недоотпуск электроэнергии потребителям в пиковой зоне, кг у.т./кВт·ч;  $\Pi_p$ ,  $\Pi_{пп}$ ,  $\Pi_n$  — стоимость сжигаемого топлива в пиковой, полупиковой и ночной зонах времени, ман/кг у.т.;  $S_n$  — доля электропотребления в ночной зоне времени (взамен пикового электропотребления);  $\lambda_n$ ,  $\lambda_{пп}$  — коэффициенты повышения удельного электропотребления на выпускаемую продукцию из-за изменения режима технологического процесса у потребителей-регуляторов в ночной и полупиковой зонах времени;  $a_p$ ,  $a_{пп}$ ,  $a_n$  — изменения относительных приростов потерь в сетях соответственно в пиковой, полупиковой и ночной зонах.

Дополнительные приведенные затраты, связанные с осуществлением регулирования графика нагрузки энергосистемы, могут быть определены по формуле

$$\Delta Z_{п} = (E+a_i) K_{доп} \cdot \Delta P_{доп} + \Delta I_{п}, \quad (4)$$

где  $K_{доп}$  — удельные капитальные вложения на дополнительную мощность у потребителя-регулятора, дол/кВт;  $\Delta P_{доп}$  — дополнительная мощность для регулирования максимальной нагрузки энергосистемы, кВт;  $a_i$  — норма амортизационных отчислений от капитальных вложений на допол-

нительную мощность;  $\Delta I_{п}$  — изменение годовых эксплуатационных затрат, связанное с проведением регулировочных мероприятий без учета затрат на амортизацию капитальных вложений на дополнительную мощность, (тыс. дол.).

Общий экономический эффект, получаемый за счет регулирования суточного графика нагрузки можно рассчитать, подставляя в формулы (1)–(4) реальные данные конкретной энергосистемы.

В целях стимулирования предприятий химической и алюминиевой промышленности к увеличению производимой продукции, а также с целью регулирования суточного графика нагрузки энергосистемы Тарифным Советом Азербайджанской Республики от 14 марта 2007 года за №11 принято "Постановление о применении дифференцированного тарифа на электроэнергию для предприятий химической и алюминиевой промышленности". В соответствии с "Постановлением ..." вводятся дифференцированные тарифы: — дневной (с 8<sup>00</sup> до 22<sup>00</sup>) — 5,12 цент/кВт·час; — ночной (с 22<sup>00</sup> до 8<sup>00</sup>) — 2,44 цент/кВт·час.

Следует отметить, что до применения указанного тарифа предприятия химической и алюминиевой промышленности оплачивали используемую энергию по тарифу 7,32 цент/кВт·час.

Как видно, ночной тариф в 2,1 раза ниже дневного. Предполагалось, что такое соотношение должно стимулировать потребителей к увеличению потребляемой мощности в часы провала нагрузки.

Реально полученные результаты от применения новых тарифов можно проиллюстрировать на примере "Завода Поверхностно Активных Веществ". Указанное предприятие входит в состав Государственной Химической Корпорации Азербайджана. Требуемая максимальная мощность завода составляет 21–22 Мвт. Сравнение отчетных технико-экономических параметров завода за 2006 и 2008 годы показывает, что благодаря применению дифференцированного тарифа заметно изменился характер суточного графика нагрузки предприятия (рис. 3, а, б).

Как видно из рис. 3, максимум нагрузки завода в мае и июне 2006 года приходился на часы максимума нагрузки энергосистемы, а в 2008 году — переместился на часы провала нагрузки энергосистемы, когда требуемая мощность завода увеличивается примерно на 10–12 % (примерно на 2 Мвт), а в часы максимума нагрузки энергосистемы завод не заинтересован в увеличении требуемой мощности. Одновременно за счет разницы дневного и ночного тарифов на электроэнергию завод в течение года имеет экономию средств в пределах 97–100 тыс. долларов за потребляемую энергию.

Анализ технических и экономических показателей Сумгаитской городской электрической сети (крупные предприятия химической и алюминиевой промышленности, на которые распространяет-

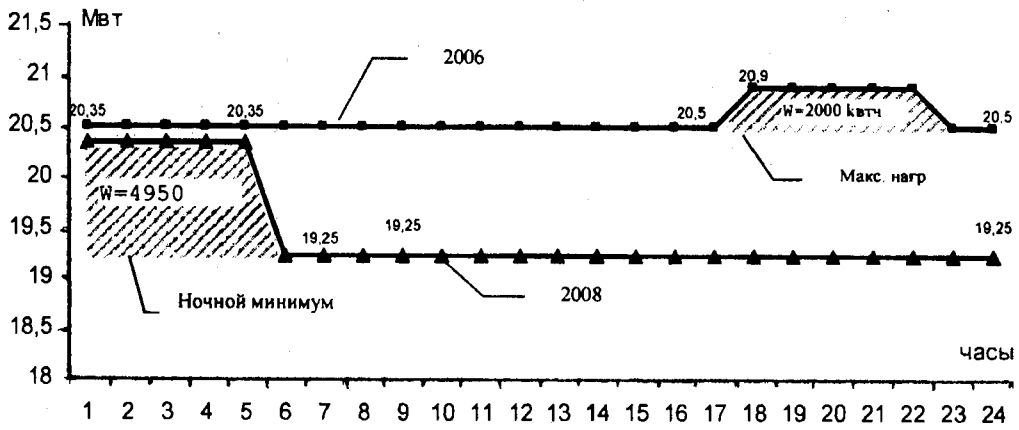


Рис. 3, а

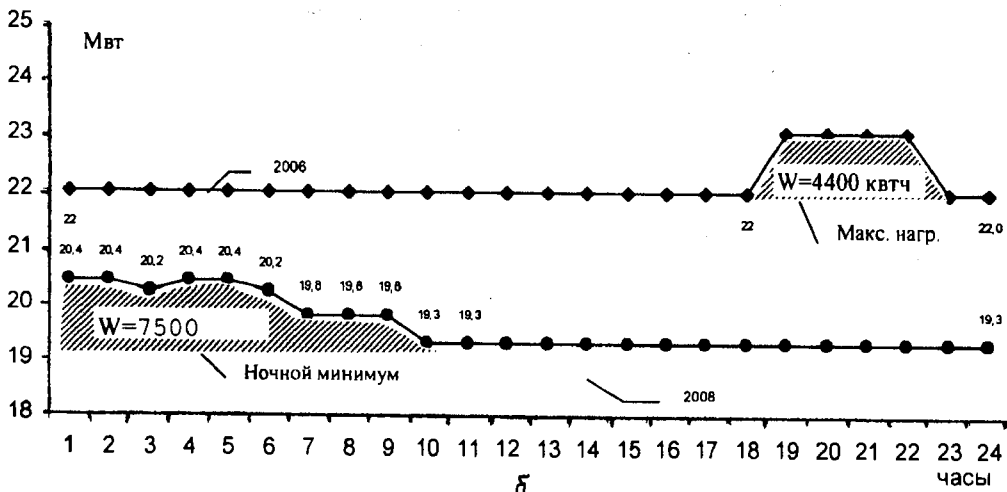


Рис. 3, б

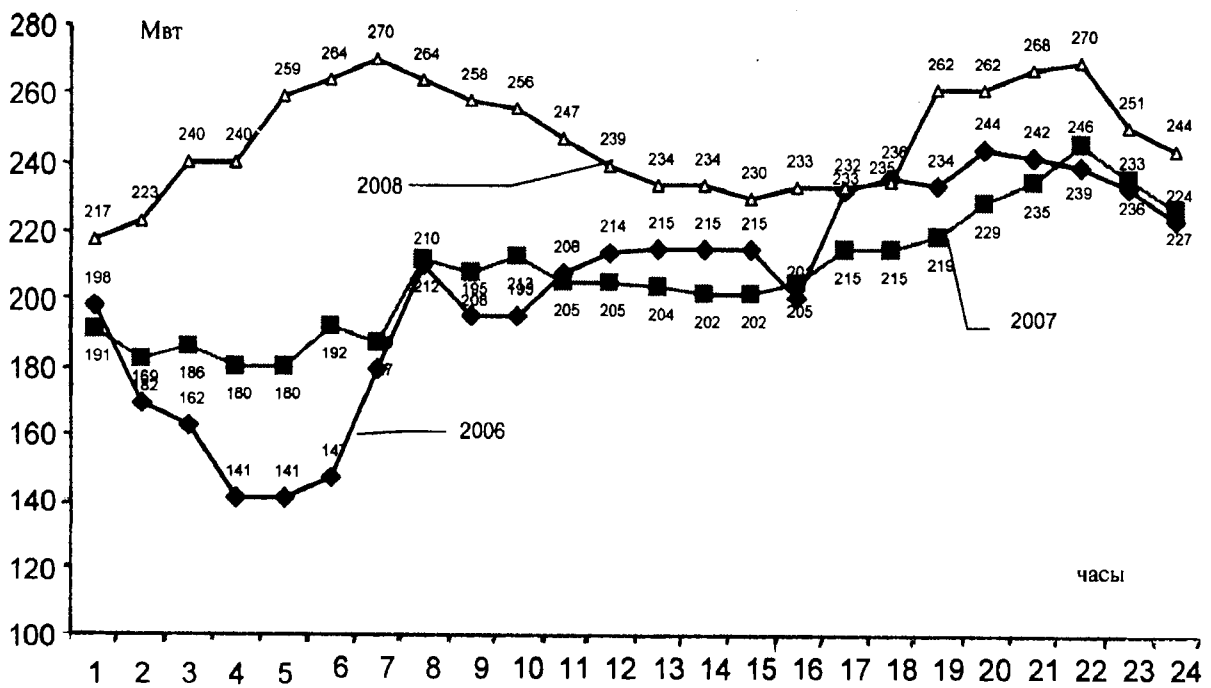


Рис. 4



ся дифференцированный тариф и которые потребляют порядка 45% от общего потребления электроэнергии городской сети, расположены в зоне обслуживания указанной электрической сети) показывает, что в целом изменился и ее суточный график нагрузки. Как видно из рис. 4, коэффициент неравномерности графика нагрузки и коэффициент заполнения за эти годы заметно возросли.

Требуемая мощность Сумгаитской городской электрической сети в часы провала нагрузки энергосистемы возросла примерно на 100 Мвт. Общеизвестно, что увеличение требуемой мощности в часы провала нагрузки энергосистемы в свою очередь благоприятно влияет на работу электростанций, особенно тепловых. С другой стороны, за счет указанного явления снижается излишний уровень вращающего резерва мощности в часы провала нагрузки.

Таким образом, управляя спросом потребителей на электроэнергию, можно существенно расширить базисную часть графика нагрузки энергосистемы. Применение указанных мероприятий в больших размерах позволит уменьшить объем пиковой и полупиковой мощности, что в конечном счете может привести к значительной экономии средств, затрачиваемых на создание пиковых мощностей.

Таким образом, вследствие прошедших радикальных перемен в экономической жизни страны изменился суточный график нагрузки и, как

следствие, режим работы ТЭС. Суточный график нагрузки стал более резкопеременным в период набора мощности от ночного провала к утреннему максимуму. В условиях рыночной экономики вопросы регулирования графика нагрузки и снижения объема вращающегося резерва имеют важное научно-практическое значение. В целях регулирования графика нагрузки энергосистемы предлагается использование дифференцированного тарифа на использованную энергию по зонам суток.

1. Бондаренко А.Ф., Лященко В.С., Могирев В.В., Утиц Н.Н. От параллельной работы отдельных электростанций к параллельной работе межгосударственных объединений // Электрические станции. — 2005. — №1.

2. Вороний Н.Н., Решетов В.И. Принципы организации противоаварийного управления электроэнергетическими системами в рыночных условиях // Электрические станции. — 2005. — №6.

3. Рамазанов К.Н., Салимова А.К. Анализ процесса потребления электроэнергии и рассмотрение возможностей управления // Проблемы энергетики. — 2007. — №1.

4. Рене Пелисье. Энергетические системы. — М.: Высшая школа, 1982.

5. Статистический сборник Азербайджана за 2006.

6. Электроэнергетика Государств-участников СНГ. — 2006.

Надійшла 01.12.2008

УДК 621.317

Ю.Ф.ТЕСИК, канд.техн.наук (Ін-т електродинаміки НАН України, Київ)

## Прецизійний калібратор змінної напруги на основі методу безпосереднього відтворення величини постійної напруги

*Рассмотрен новый метод воспроизведения величины переменного напряжения, основанный на использовании свойств инерционности звеньев колебательного контура для непосредственной передачи точности амплитуды сигнала от источника постоянного напряжения к источнику переменного напряжения.*

*Розглянуто новий метод відтворення величини змінної напруги, що базується на застосуванні властивостей інерційності ланок коливального контуру для безпосередньої передачі точності амплітуди сигналу від джерела постійної напруги до джерела змінної напруги.*

Найбільш поширеним методом прецизійного відтворення величини змінної напруги є метод передачі точності амплітуди сигналу джерелу змінної напруги від джерела постійної напруги шляхом компарування [2]. Обумовлено це тим, що точність відтворення сигналів на постійному струмі на порядок вища, ніж на змінному. Його фізична сутність полягає у повній еквівалентності енергії, яка виділяється в електротермічному елементі при проходженні через нього постійного чи змінного струму за умови, що діюче значення змінного струму дорівнює значенню постійного струму. Цей метод базується на використанні прецизійних термоперетворювачів. На рис. 1 показано структурну схему, яка відображає принцип дії цього методу.

До схеми входить джерело каліброваної постійної напруги ДКПН, джерело змінної регульованої напруги ДЗРН, два ключі  $K_1$  і  $K_2$ , вимірний термоперетворювач напруги ВТН та вимірник постійної напруги ВПН.

Калібрування за допомогою цього пристрою

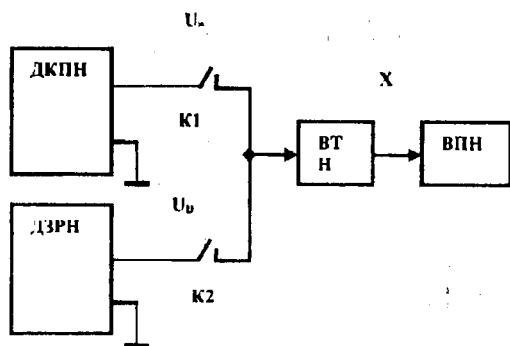


Рис. 1

відбувається наступним чином. На вхід вимірний термоперетворювач напруги ВТН через замкнений ключ  $K_1$  подається спочатку каліброване значення постійного сигналу  $U_0$ . Значення постійної напруги  $X$ , яке з'являється на виході ВТН, фіксують у ВПН, після чого розмикають ключ  $K_1$  і замикають ключ  $K_2$ , через який на вхід ВТН подають змінну напругу з діючим значенням  $U_D$  і регулюють її доти, поки вихідна напруга ВПН не досягне значення  $X$ . Оскільки рівні між собою діюче значення змінної напруги і амплітудне значення постійної напруги викликають на виході термоперетворювача одне і те ж саме значення постійної напруги  $X$ , вважають, що  $U_D = U_0$ .

Гранична похибка  $\gamma_1$  калібрування змінної напруги за таким способом визначається наступною формулою

$$\gamma_1 = \gamma_{ВТН} + \gamma_K + \gamma_{НС=} + \gamma_{НС} \quad (1)$$

де  $\gamma_{ВТН}$  — похибка ВТН, яка становить 0,001 %,  $\gamma_K$  — похибка калібрування джерела постійного сигналу, яка складає 0,0001 %,  $\gamma_{НС=}$  — похибка, викликана нестабільністю джерела постійного сигналу, яка дорівнює 0,0001 %,  $\gamma_{НС}$  — похибка, викликана нестабільністю джерела змінного сигналу, яка сягає 0,001 %.

Таким чином, мінімальне граничне значення похибки  $\gamma_1$ , яке досягається за допомогою цього пристрою, становить 0,0022 %, що не відповідає сучасним вимогам щодо точності відтворення змінної напруги.

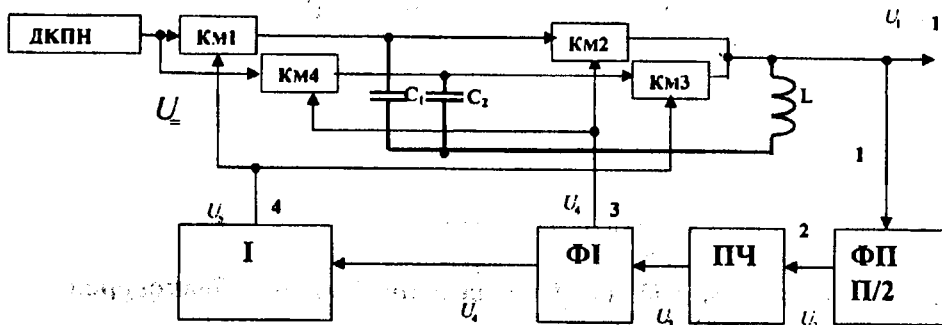


Рис. 2

Розглянутий метод компарування має похибку, яка викликана кінцевим значенням похибки термоперетворювача і неодноточним порівнянням відтвореної та каліброваної фізичних величин. Ручний режим та інерційність процесу відтворення суттєво подовжують час, необхідний для процесу відтворення.

Автором запропоновано новий метод відтворення змінної напруги шляхом безпосередньої передачі точності амплітуди сигналу від джерела постійного струму до джерела змінного струму [3]. Розробка цього методу базується на властивості інерційності конденсаторів, завдяки якій зафіксований ними заряд та рівень напруги, отриманий від джерела постійного струму, не змінюється миттєво під впливом навантаження.

Розглянемо більш детально запропонований метод за допомогою структурної схеми калібрування змінної напруги, яка показана на рис. 2. Вона складається з джерела каліброваної постійної напруги ДКПН, вихідна напруга якого дорівнює  $U_{\Sigma}$ , чотирьох комутаторів КМ1—КМ4, двох конденсаторів  $C_1, C_2$ , ємності яких рівні між собою  $C_1 = C_2$ , котушки індуктивності  $L$ , пристрою повороту фази на  $(\pi/2)$  — ФП, подільника частоти ПЧ, формувача імпульсів ФІ та інвертора І.

Роботу цього пристрою можна розбити на два цикли, які відбуваються одночасно: заряд одного з конденсаторів  $C_1$  ( $C_2$ ) до напруги рівня  $U_{\Sigma}$  і розряд другого  $C_2$  ( $C_1$ ) — на коливальний контур, створений одним із конденсаторів і котушкою індуктивності  $L$ . Ці цикли відбуваються за допомогою комутаторів КМ1—КМ4.

На першому відрізку часу спрацьовують комутатор КМ1, який підключає конденсатор  $C_1$  до джерела ДКПН, і КМ3, який під'єднує конденсатор  $C_2$  до котушки індуктивності  $L$ . Конденсатор  $C_2$  та котушка індуктивності  $L$  на цьому інтервалі часу утворюють коливальний контур, у якому відбуваються вільні коливання, спричинені зарядом конденсатора  $C_2$  від ДКПН на попередньому інтервалі часу. Оскільки коливання триває період, заряд конденсатора  $C_2$  лише частково використовується на підтримку коливального процесу, після чого конденсатор  $C_2$  за допомогою комутатора КМ4 знову під'єднується до ДКПН для відновлення початко-

вого заряду. У цей самий момент конденсатор  $C_1$ , заряджений від ДКПН, підключається до котушки індуктивності  $L$  і, тим самим, продовжує коливання протягом наступного періоду. Надалі цей процес відбувається багаторазово.

Синхронізація цього процесу забезпечується завдяки роботі послідовно з'єднаних: пристрою

повороту фази, в якому вихідні коливання  $U_1 LC_1$  ( $C_2$ )-контур зміщуються на  $90^\circ$ ; подільника частоти, в якому вихідна частота з ФП ділиться на 2; формувача імпульсів ФІ, в якому формуються імпульси управління комутаторів КМ2, КМ4 та інвертора І, на виході якого з'являються імпульси управління комутаторів КМ1, КМ3.

Часові діаграми, які описують роботу запропонованого пристрою, показані на рис. 3.

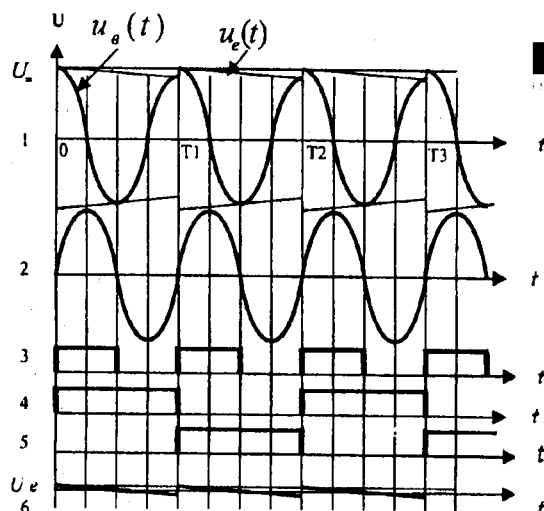


Рис. 3

На часовій діаграмі 1 зображено його вихідний сигнал. На часовій діаграмі 2 — вихідний сигнал ФП. На часових діаграмах 3, 4 і 5 — вихідні сигнали подільника частоти, формувача імпульсів ФІ та інвертора І відповідно.

Запропонований метод дає можливість уникнути використання вимірювального термоперетворювача напруги ВТН та операції порівняння, що дозволяє вилучити із виразу (1) похибки  $\gamma_{ВТН}$  і  $\gamma_{НС}$ , після чого вираз (1) набуває вигляду

$$\gamma_1 = \gamma_K + \gamma_{НС} \quad (2)$$

а граничне значення похибки  $\gamma_1$  зменшується більше, ніж на порядок і становить 0,0002 %.

Як видно з рис. 3 (діаграма 1), у кожний період відтвореного сигналу в момент переключення

конденсаторів відбувається стрибок амплітуди, викликаний тим, що рівень напруги зарядженого конденсатора, який підключається до контуру, вищий від рівня напруги частково розрядженого конденсатора, який відключається від контуру і підключається до ДКПН. Це призводить до нелінійних спотворень, які, в свою чергу, спричиняють неточність відтворення амплітуди змінного сигналу за новим методом. Сигнал, зображений на діаграмі 1, складається із основного відтвореного сигналу

$$u_B(t) = U \sin \omega t, \quad (3)$$

де  $u_B(t)$  та  $U$  — миттєве та амплітудне значення відтвореного сигналу та його обвідної, яка представляє собою експоненціальну функцію наступного вигляду [1]:

$$u_e(t) = U_e e^{-\delta t}, \quad (4)$$

де  $u_e(t)$  та  $U_e$  — миттєве та амплітудне значення експоненціальної функції,  $\delta = r/2L$  — величина зворотно пропорційна до постійної часу коливального контуру,  $r$  та  $L$  — опір втрат та індуктивність коливального контуру.

Функція  $u_e(t)$  є обвідною до функції  $u_B(t)$  на кожному інтервалі між перемиканнями комутаторів Км1—Км4. За умов високої добротності контуру експоненціальну функцію на відрізках часу  $0-T_1$ ,  $T_1-T_2$ ,  $T_2-T_3$  можна представити як пилкоподібну функцію, зображену на часовій діаграмі 6 (рис. 3). Ця функція має наступний вигляд:

$$u_e(t) \approx f(\omega t) = \frac{U_e}{2} \left( 1 - \frac{\omega t}{\pi} \right) \quad \text{за умови } 0 < \omega t < 2\pi. \quad (5)$$

Вона розкладається в ряд Фур'є

$$f(\omega t) = \frac{U_e}{\pi} \left( \sin \omega t + \frac{\sin 2\omega t}{2} + \frac{\sin 3\omega t}{3} + \dots \right). \quad (6)$$

Із виразу (6) видно, що до ряду входять гармонічні складові як основної частоти відтвореного сигналу, так і кратні їй високочастотні складові. Звичайно, що вони вносять похибку відтворення діючого значення калібрувального сигналу,

абсолютне значення якої може бути представлено у вигляді наступної формули:

$$\Delta_B = \frac{U_e}{\pi} \left( f_1^2 + f_2^2/4 + f_3^2/9 + \dots \right)^{0,5}, \quad (7)$$

де  $f_1, f_2, f_3$  — гармонічні складові, отримані в результаті розкладання обвідної в ряд Фур'є.

Для підвищення точності відтворення амплітуди сигналу за цим методом необхідно зменшувати амплітуду обвідної. Аналізуючи формулу (4), можна зробити висновок, що амплітуда обвідної  $u_e(t)$  і, відповідно, амплітуди її гармонічних складових залежать від інтервалу часу  $t$  та постійної часу коливального контуру  $\delta^{-1}$ . Таким чином, однією з умов зменшення впливу обвідної на точність відтворення певного значення синусоїди необхідно зменшувати опір  $r$  втрат контуру і збільшувати індуктивність  $L$ , тобто необхідно підвищувати добротність контуру. Однак підвищення добротності за рахунок використання більш якісних елементів коливального контуру та запровадження структурних методів має обмежені можливості. Тому доцільно скористатися другим важливим чинником зменшення впливу обвідної, а саме, скороченням інтервалу часу між наступними переключеннями комутаторів Км1—Км4.

Для вирішення цього питання автором було запропоновано схему [4] відтворення змінної напруги, яка показана на рис. 4. Вона складається з джерела каліброваного постійного сигналу ДКПН, вихідна напруга якого дорівнює  $U$ , шести комутаторів Км1—Км6, двох конденсаторів  $C_1, C_2$ , ємності яких рівні між собою, котушки індуктивності  $L$ , ФП — пристрою повороту фази на  $\pi/2$ , формувача імпульсів ФІ та інвертора І.

Опишемо роботу цього пристрою за допомогою часової діаграми, показаної на рис. 5.

На часових діаграмах 1, 2 зображено процеси зарядження і розрядження конденсаторів  $C_1, C_2$  відповідно до циклів роботи пристрою. На діаграмі 3 — вихідний сигнал пристрою, на діаграмі 4 — вихідний сигнал ФП, на діаграмах 5 і 6 — вихідні сигнали формувача імпульсів ФІ та інвертора І.

На інтервалі часу  $0-t_1$  за допомогою позитивного сигналу управління з виходу інвертора І (діаграма 6) відкриваються комутатори Км1, Км3 і

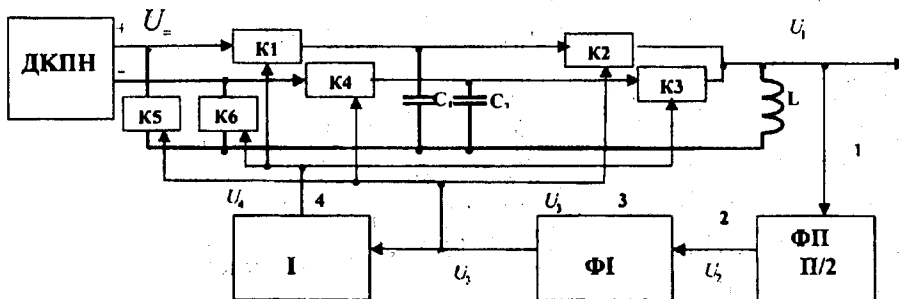


Рис. 4

Км6. Завдяки цьому відбувається зарядження конденсатора  $C_1$  (діаграма 1) до вихідного рівня  $U$  і підключення конденсатора  $C_2$  до котушки індуктивності  $L$ . У цей період часу комутатори Км2, Км4 і Км5 закриті завдяки нульовому рівню сигналу (діаграма 5) на їхніх входах управління.

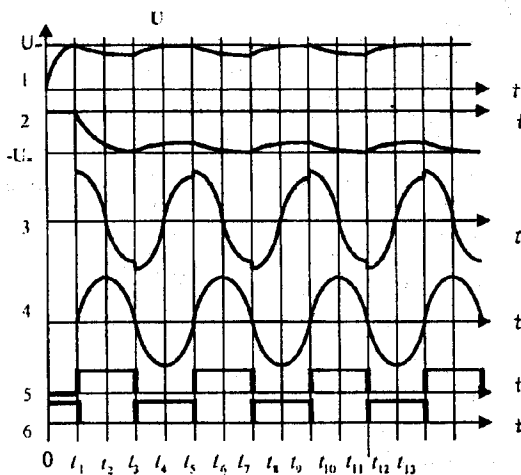


Рис. 5

На інтервалі часу  $t_1-t_3$  за допомогою позитивного сигналу управління з виходу формувача імпульсів ФІ (діаграма 5) відкриваються комутатори Км2, Км4 і Км5. У цей період часу відбувається зарядження конденсатора  $C_2$  до вихідного рівня  $U_+$  (діаграма 2) і розрядження конденсатора  $C_1$  (діаграма 1), підключеного до котушки індуктивності  $L$ , на коливальний контур  $LC_1$ . У цей період часу комутатори Км1, Км3 і Км6 закриті завдяки нульовому рівню сигналу (діаграма 6) на їхніх входах управління.

На інтервалі часу  $t_3-t_5$  за допомогою позитивного сигналу управління з виходу інвертора І (діаграма 6) знову відкриваються комутатори Км1, Км3 і Км6, заряджається конденсатор  $C_1$  (діаграма 1) до вихідного рівня  $U_+$  і розряджається конденсатор  $C_2$  (діаграма 2), підключений до котушки індуктивності  $L$ , на коливальний контур  $LC_2$ . У цей період часу комутатори Км2, Км4 і Км5 знову закриті завдяки нульовому рівню сигналу (діаграма 5) на їхніх входах управління.

Надалі цей процес відбувається безперервно в автоматичному режимі.

Як видно з діаграми 3, період часу  $t_1-t_3$  дорівнює половині періоду колювання  $LC_1$ -контурі. Причому на цьому відрізку часу відбувається нуль-перехід колювань з позитивного значення синусоїди на негативне. На відрізку часу  $t_3-t_5$  відбувається нуль-перехід колювань  $LC_2$ -контурі з негативного значення синусоїди на позитивне. Ці колювання поступають на ФП, на виході якого виникає синусоїда, представлена на діаграмі 4 (рис. 5). Цей сигнал підсилюється і обмежується в ФІ, на виході якого отримуємо сигнал, який поступає на управління комутаторів Км2, Км4, Км5 та на вхід інвертора І (часова діаграма 5 на рис. 5). Одночасно на виході І з'являється сигнал управління Км1, Км3, Км6 (часова діаграма 6 на рис. 5). Таким чином, відбувається синхронізація роботи пристрою.

Оскільки коливальний процес  $LC$ -контурі, що складається з одного із з'єднаних з контуром конденсаторів  $C_1$  чи  $C_2$  та котушки індуктивності  $L$ ,

продовжується тільки половину періоду, розряд кожного з них відбувається лише частково (в інтервали часу  $t_1-t_3, t_5-t_7, t_9-t_{11}$  — для конденсатора  $C_1$  і в інтервали часу  $t_3-t_5, t_7-t_9, t_{11}-t_{13}$  — для конденсатора  $C_2$ ) на підтримку вільних колювань. В наступні інтервали часу  $t_3-t_5, t_7-t_9, t_{11}-t_{13}$  — для конденсатора  $C_1$  і  $t_1-t_3, t_5-t_7, t_9-t_{11}$  — для конденсатора  $C_2$  відбувається їх заряд від ДКПН до рівня  $U_+$  та  $-U_+$  відповідно. Це сприяє зменшенню стрибків амплітуди синусоїдального сигналу в моменти переключень комутаторів  $t_1, t_3, t_5, t_7, t_9, t_{11}$  і т.п. З метою зменшення інтервалу часу, під час якого триває розрядження конденсаторів, підключених до коливального контуру, до половини періоду вихідного сигналу, було введено комутатори Км5 та Км6. Вони забезпечують позитивний заряд конденсатора  $C_1$  шляхом комутації позитивного виводу ДКПН на перший вивід конденсатора  $C_1$  і негативного виводу ДКПН на другий вивід конденсатора  $C_1$  в інтервали часу  $t_3-t_5, t_7-t_9, t_{11}-t_{13}$  і, навпаки, забезпечують негативний заряд конденсатора  $C_2$  шляхом комутації негативного виводу ДКПН на перший вивід конденсатора  $C_2$  і позитивного виводу ДКПН на другий вивід конденсатора  $C_2$  в інтервали часу  $t_1-t_3, t_5-t_7, t_9-t_{11}$ .

Завдяки використанню запропонованого пристрою час, протягом якого відбувається розряд конденсатора  $C_1$  ( $C_2$ ) коливального контуру, скорочується вдвічі, що приблизно вдвічі дозволяє зменшити похибку відтворення величини змінної напруги.

Порівняльний аналіз з відомими технічними рішеннями показує, що запропонований пристрій калібрування змінної напруги є найбільш точним, оскільки забезпечує пряму операцію передачі точності від джерела постійної каліброваної напруги до джерела змінної напруги.

Важливою перевагою запропонованого методу та пристроїв на його основі є можливість виготовлення компактного джерела взірцевої напруги, яке може бути розташовано безпосередньо у виміральному приладі.

1. Атабеков Г.И. Теоретические основы электротехники. Линейные электрические цепи: Учебник для вузов. Ч.1. — 5-е изд., испр. и доп. — М.: Энергия, 1978. — 592 с.

2. Безикович А.Я., Шапиро Е.З. Измерение электрической мощности в звуковом диапазоне частот. — Л.: Энергия, 1980. — 168 с.

3. Патент України № 27031, G01R21/06. Спосіб калібрування значення змінного сигналу / Тесик Ю.Ф. — Опубл. 10.10.2007. — Бюл. №16.

4. Патент України № 37410, G01R21/00. Пристрій для калібрування величини змінної напруги / Тесик Ю.Ф. — Опубл. 25.11.2008. — Бюл. №22.

Надійшла 22.12.2008

## Abstracts

### Theoretical electrical engineering and electrophysics

PENTEGOV I.V., VOLKOV I.V., PODOLNY S.V. (Kyiv)

#### Modification of a method of functions synthesis of minimum reactance by Brune

Modification of a method of functions synthesis of minimum reactance/conductivity by the method of Brune is proposed. That allows to obtain additional topology variations of output circuits which efficiency as input/output filters AC-DC-AC-system can be higher comparing with classical implementation.

SCHERBA A.A., PODOLTSEV A.D. (Kyiv), ZOLOTARJEV V.M. (Kharkiv)

#### Pulse current in a polyethylene insulation with pocket air at a partial discharge origin

Pulse processes (with a characteristic time of 10-6 c) of current density distribution in a polyethylene insulation of a power cable at pocket air presence and a partial discharge origin in it are investigated in this work. The results are obtained by means of a numerical solution of the method of final elements of the system of Maxwell differential equations for a heterogeneous dielectric written in a quasi-electrostatic approach. Special features of a pulse current spreading in a dielectric volume are studied. It is shown that only a part of a general current (25-30%) flowing in the volume of pocket air at a partial discharge origin in it is closed through an external circuit and fixed by the devices measuring a level of partial discharges in a cable.

BARANOV M.I., NOSENKO M.A. (Kharkiv)

#### Mathematical simulation of electro-thermal processes in a metal covering of an aircraft at lightning effect

Approximate mathematical models of a two-dimensional temperature field in a reference area of a channel of a lightning electrical discharge influencing a flat wall of a metal covering of an aircraft in ambient air are proposed. It is determined on their basis that at a direct thunderbolt at an aircraft a pulse component of lightning current of a temporal shape 2/50 mcs with a normalized amplitude of 200 kA and duration of 500 mcs causes a local destruction of an aluminum wall of an aircraft covering at a depth up to 0,4 mm because of an electro-thermal effect, and a protracted current component of lightning with the same amplitude and duration of 1000 mc can cause its fusion penetration at a depth up to 1,5 mm.

CHERNYSHEV A.V. (Minsk)

#### About simulation of reversible processes of ferromagnetics magnetization

Comparison of methods of determination of a reversible magnetization component  $J_{rev}$  in the known model by Jiles-Atherton and on the basis of integration of a reversible magnetic susceptibility is made. A question of determination of an internal magnetic field tension in a ferromagnetic is considered. At its changes  $J_{rev}$  changes reversibly in a thermodynamic sense. It is shown that a method of  $J_{rev}$  determination applied in the model by Jiles-Atherton can cause the results which are substantially different from the real ones. The most exact results of  $J_{rev}$  determination can be obtained only on the basis of integration, at a certain interval, of experimentally found dependences of a reversible magnetic susceptibility on an external magnetic field tension.

SIDORETS V.N. (Kyiv)

#### Criteria of the determined chaos in nonlinear circuits with an electric arc

It is shown that complex vibrations arise in nonlinear circuits with an electric arc at definite values of parameters. On the basis of four criteria aggregation (extraordinary sensitivity to the initial conditions, continuous noise-type frequency spectrum, positivity of Ljapunov index, Smale horseshoe) the conclusion is made that difficult vibrations observed in nonlinear circuits with an electric arc are the determined chaos.

#### Conversion of electric energy parameters

LIPKOVSKY K.A., RUDENKO Yu.V. (Kyiv)

#### An output voltage stabilization in a high-voltage divided supply source

A mechanism of an output voltage stabilization in a high-voltage divided power supply source is analyzed. An error and a coefficient of an output voltage stabilization are estimated, practical recommendations on choice of an operating agency structure of a power supply source are given.

#### Electromechanical energy conversion

MARENICH K.M., VASYLET'S S.V. (Donetsk)

#### Substantiation of neutralization efficiency of reverse EMF of engines as a method of operation safety

## **increase of an electrical engineering complex of a mine sector**

Efficiency of neutralization of reverse EMF of users' motors is grounded on the basis of a theoretical analysis of a circuit state of a single-phase ground leak of current at an emergency process in conditions of an electrical engineering complex of a technological mine sector as a method of safety increase.

AKININ K.P. (Kyiv)

### **Concepts and construction principles of electric drives on the basis of contactless magneto-resistor engines**

Tendencies of development, principles and special features of electric drives construction on the basis of contactless magneto-resistor engines are considered. A concept of these electric drives construction is formulated.

GREBENIKOV V.V., KOZYRSKY V.V., PETRENKO A.V. (Kyiv)

### **A cylindrical electro-magnetic machine of an alternate/reciprocal motion**

Analysis and comparison of two types of cylindrical electro-magnetic machines of an alternate/reciprocal motion characterized by the similar overall dimensions of a mobile element are made. It is shown that in a construction, each drive winding of which is surrounded by a closed core, dependence of an effort working on a mobile element has a sine shape, and maximum of an effort has a greater value as compared to a construction with drive windings concentrated in one magnetic core.

ALLAEV K.R. (Tashkent), FEDORENKO G.M., OSTAPCHUK L.B. (Kyiv)

### **Asynchronous turbo-generators in electric power systems**

Results of complex computing-experimental investigations of asynchronous turbo-generator modes in electric power systems are presented. Asynchronous turbo-generators are considered as natural air dampers of long-range and super long power lines.

## **Electric power systems and installations**

STOGNIY B.S., KIRILENKO O.V., PAVLOVSKY V.V., LEVKONJUK A.V. (Kyiv)

### **Increase of carrying capacity of "weak" sections of power systems with application of technology of flexible transmission by an alternating current**

Two alternative approaches to increase of carrying capacity of existing connections of power systems sections due to natural power increase of power lines or with the use of FACTS technologies are considered. It is based and confirmed by computations that the most efficient solution of the problem of carrying capacity increase of "short" (up to 300 km) power lines, "overloaded" in natural power, is application of FACTS systems of transversal type. However, measures on natural power increase can be more attractive for power lines-750 kV of the United Power System of Ukraine which mainly have the length greater than 300 km.

KUZNETSOV V.G. (Kyiv), RAMAZANOV K.N., SALIMOVA A.K. (Azerbaijan)

### **Electric energy demand management as a factor of efficiency increase of a power system operation**

Dynamics of irregularity ratio change of a daily load demand of a power system for 2003-2007 is investigated. It is shown that introduction of a differentiated tariff for consumed by areas energy favorably influences adjusting of a load demand of a power system and gives a considerable economic effect.

## **Information measuring systems**

TESIK Yu.F. (Kyiv)

### **A precision calibrator of an alternating voltage on the basis of a method of direct reproduction of a constant voltage source**

A new method of an alternating voltage reproduction, based on application of relaxation circuits of an oscillatory circuit for a direct accuracy transmission from a source of constant voltage to a source of alternating voltage, is considered.