

Запорізький національний технічний університет

**ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА
ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА**



НАУКОВИЙ ЖУРНАЛ

2'2009

(липень)

**Виходить двічі на рік
(січень, липень)**

Видається з травня 1999 року.

**Зареєстрований 29 січня 2003 року Державним комітетом
інформаційної політики, телебачення та радіомовлення України,
Свідоцтво – серія КВ № 6905.**

Засновник і видавник: Запорізький національний технічний університет

**Запоріжжя, ЗНТУ
2009**

ISSN 1607-6761

Постановою ВАК України №1-02/5 від 10.05.2000 р. журнал «Електротехніка та електроенергетика» (скорочена назва – Е&Е), який видається з 1999 року, включений до переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата технічних наук.

Інтернет-сторінка журналу: <http://journal.zntu.edu.ua/et/index.php?page=index> .

Статті, що публікуються в журналі, реферуються в базах даних та РЖ ВІНІТІ (Росія) і «Джерело» (Україна). Журнал Е&Е міститься у міжнародній базі наукових видань Index Copernicus (<http://journals.indexcopernicus.com/index.php>), електронна копія журналу розміщена на сайті Національної бібліотеки України імені В. І. Вернадського НАН України у розділі «Наукова періодика України» за адресою: <http://nbuv.gov.ua/portal/> .

Журнал розповсюджується за Каталогом періодичних видань України (передплатний індекс – 22913).

Науковий журнал друкує наукові праці, теоретичні розробки, довідкові матеріали про розробки підприємств, вищих навчальних закладів, НДІ у галузі електротехніки, електроенергетики у відповідності з рубриками:

1. Електротехніка.
2. Електроенергетика.

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ

Головний редактор д.т.н., Потапенко Є. М.
Заст. гол. редактора к.т.н., Байша О. І.

Члени редколегії:

Андрієнко П. Д.	д.т.н.	Півняк Г. Г.	д.т.н., академік НАНУ
Биковський О. Г.	д.т.н.	Піза Д. М.	д.т.н.
Зіновкін В. В.	д.т.н.	Пуйло Г. В.	д.т.н.
Кириленко О. В.	д.т.н., академік НАНУ	Труфанов І. Д.	д.т.н.
Клепиков В. Б.	д.т.н.	Чумаченко В. П.	д.ф.-м.н.
Метельський В. П.	к.т.н.	Яримбаш С. Т.	к.т.н.
Онуфрієнко В. М.	д.ф.-м.н.		

Рекомендовано до видання Вченою радою Запорізького національного технічного університету, протокол № 11 від 01.06.2009 року.

Рукописи проходять незалежне рецензування із залученням провідних фахівців, за результатами якого редакційна колегія приймає рішення про опублікування. У разі невідповідності матеріали не повертаються авторові.

Адреса редакції: 69063, м. Запоріжжя, вул. Жуковського, 64.
Тел.: (061) 7-698-296, факс: (061) 764-21-41.
E-mail: rvv@zntu.edu.ua

ЗМІСТ

I ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

А. Е. Казурова, Е. М. Потапенко ВОЗМОЖНЫЕ ВАРИАНТЫ ПОСТРОЕНИЯ ВЫСОКОТОЧНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ УПРУГОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМОЙ	4
V. I. Gurevich PECULIARITIES OF THE RELAYS INTENDED FOR OPERATING TRIP COILS OF THE HIGH-VOLTAGE CIRCUIT BREAKERS	15
М. В. Панасенко, Ю. П. Гончаров, В. Г. Сиченко ПРОБЛЕМИ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ ПІДСИСТЕМ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ТЯГИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ І ВИКОРИСТАННЯ ЗАСОБІВ СИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ ДЛЯ ЇХ ВИРІШЕННЯ	22
О. О. Матусевич СИСТЕМА ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЙНИХ ПОВІДОМЛЕНЬ ТЕЛЕМЕХАНІЧНИХ КОМПЛЕКСІВ КЕРУВАННЯ ПРИСТРОЯМИ ТЯГОВОГО ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ ЗАЛІЗНИЦЬ	29
А. А. Петков ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ ИСПЫТАТЕЛЬНОГО ИМПУЛЬСА ТОКА ПРИ ЕГО ИДЕНТИФИКАЦИИ НАБОРОМ КОНТРОЛИРУЕМЫХ ПАРАМЕТРОВ И ИНТЕГРАЛОМ ДЕЙСТВИЯ	31
Е. М. Потапенко, Е. В. Душинова, В. И. Левыкина, Е. В. Васильева ОЦЕНКА СОПРОТИВЛЕНИЯ РОТОРА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИНЖЕКЦИИ ПРИ ВЫСОКОТОЧНОМ ВЕКТОРНОМ УПРАВЛЕНИИ АСИНХРОННЫМ ПРИВОДОМ	37
І. А. Орловський, Ю. О. Крисан МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ТА СИСТЕМА КЕРУВАННЯ ГІБРИДНОГО АСИНХРОННОГО ТЯГОВОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА ДИЗЕЛЬ-ПОТЯГА	43
В. В. Зиновкин, Э. М. Кулинич МОДЕЛИРОВАНИЕ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ДОЗАТОРА ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ ЛИНИИ ПРИГОТОВЛЕНИЯ ГАЗОБЕТОНА	49
А. А. Гилев, В. С. Миронов КОМБИНИРОВАННЫЕ ПРИВОДЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТОВ, ИХ РАЗНОВИДНОСТИ И КЛАССИФИКАЦИЯ	54
В. В. Гребеников, М. В. Прыймак ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ КОНФИГУРАЦИИ МАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ НА МОМЕНТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ	57
А. Л. Тарчуткин, М. В. Остренко ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА ИНТЕГРАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ ДЛЯ СНИЖЕНИЯ РАЗМЕРНОСТИ КОНЕЧНО-ЭЛЕМЕНТНОЙ ЗАДАЧИ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОГО ПОЛЯ	61
Ю. Н. Васьковский, А. А. Гераскин МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВИБРОВОЗМУЩАЮЩИХ СИЛ В КОРОТКОЗАМКНУТОМ АСИНХРОННОМ ДВИГАТЕЛЕ С ПОВРЕЖДЕННОЙ ОБМОТКОЙ РОТОРА	64

II ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА

М. Ю. Залужный МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕСТАЦИОНАРНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В СИСТЕМЕ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ЭНЕРГОЕМКИХ ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ	70
В. А. Дзензерский, С. В. Плаксин, Н. Е. Житник, Л. М. Погорелая МЕТОД ЗАРЯДКИ ХИМИЧЕСКИХ ИСТОЧНИКОВ ТОКА В СОСТАВЕ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ УСТАНОВКИ	73

I. ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

УДК 681.513

А. Е. Казурова, Е. М. Потапенко

Возможные варианты построения высокоточных систем управления упругой неопределенной электромеханической системой

Рассматривается управление упругой неопределенной электромеханической системой, особенностью которой является наличие значительного нелинейного трения как на объекте управления, так и на двигателе. Для трех вариантов комбинаций измерителей построены наблюдатели координат вектора состояния двигателя. Синтезирован алгоритм идентификации сопротивления якорной цепи в реальном времени. Для этой системы разработан робастный комбинированный регулятор с наблюдателем неопределенностей. Результаты аналитических исследований иллюстрируются численным моделированием.

Введение

Под электромеханической системой (ЭМС) понимается механизм, состоящий из последовательно соединенных электродвигателя (для конкретности постоянного тока), редуктора, муфты и объекта управления. Сопротивление якорной цепи двигателя вследствие изменения температуры может меняться в 1,5 раза вверх и вниз по отношению к его номинальному значению. Редуктор и (или) муфта обладают ограниченной жесткостью, вследствие чего в них при работе возникают упругие деформации. Объект управления (ОУ) представляет собой твердое тело с неизвестным моментом инерции, к которому приложены ступенчато-изменяющиеся воздействия. Работа двигателя с редуктором и движение объекта управления сопровождаются нелинейным трением. Система предназначена для позиционного управления объектом. Описанная ЭМС является универсальной и может входить в состав обрабатывающих станков, роботов, телескопов, радиолокаторов, систем автоматического прицеливания стрелкового оружия, в том числе установленных на движущихся объектах, и тому подобное.

Анализ литературных источников

Традиционным методом управления является использование ПИ- и ПИД-регуляторов. Однако этот метод управления обладает недостаточной робастностью, плохо противодействует ступенчато изменяющимся внешним воздействиям и теряет работоспособность при нелинейном трении типа LuGre [1]. Этим недостатком лишены системы со скользящими режимами (ССР) [2–4]. К сожалению, скользящие режимы сопровождаются вибрациями, которые ухудшают надежность системы, повышают ее электропотребление, вызывают появление акустических шумов. Вибрации еще больше усиливаются при наличии высокочастотных помех. Кроме того, ССР могут возбуждать высокочастотную паразитную динамику (упругие колеба-

ния) вплоть до потери устойчивости. Хорошей робастностью к неопределенностям, быстрым реагированием на ступенчато изменяющиеся воздействия и одновременно при «мягком» управлении без скользящих режимов обладают комбинированные системы управления с оценкой и компенсацией неопределенностей динамики [5–7]. Поскольку в неопределенности включены и внешние воздействия, то указанные системы, помимо обеспечения робастности, обеспечивают высокую точность управления. Благодаря отсутствию скользящих режимов эти системы в меньшей степени возбуждают паразитную высокочастотную динамику.

Целью данной работы является обеспечение высокой точности и быстродействия управления описанным объектом с помощью компенсатора, состоящего из наблюдателей координат вектора состояния и неопределенностей и комбинированного регулятора.

1. Постановка задачи

ЭМС описывается следующей системой дифференциальных уравнений:

$$I_c \ddot{\varphi}_c = c(n^{-1}\varphi_m - \varphi_c) - f_c - f_l, \quad (1)$$

$$I_m \ddot{\varphi}_m = -n^{-1}c(n^{-1}\varphi_m - \varphi_c) + c_m i - f_m, \quad (2)$$

$$L \dot{i} + Ri = u - c_e \dot{\varphi}_m, \quad (3)$$

где φ_c, φ_m – углы поворота ОУ и ротора двигателя; i, u – ток и напряжение якорной цепи; I_c, I_m – моменты инерции ОУ и ротора двигателя; R, L – активное сопротивление и индуктивность якорной цепи; c_m, c_e – моментный и скоростной коэффициенты двигателя

© Е. М. Потапенко, А. Е. Казурова 2009 г.

постоянного тока (ДПТ); n – передаточное число редуктора; c – коэффициент жесткости упругой части; f_c, f_m – моменты нелинейного трения в ОУ и в двигателе соответственно; f_l – момент нагрузки. В системе (1)–(3) неизвестными являются I_c, f_c, f_l, f_m, R .

В качестве модели трения использовалась модель LuGre [8], соответствующая ей зависимость трения от скорости представлена на рис. 1 и описывается уравнениями (4)–(6).

$$f = -m \text{ при } \dot{x} = 0, \quad \forall |m| \leq f_0, \quad (4)$$

$$f = -f_0 \text{sign} m \text{ при } \dot{x} = 0, \quad \forall |m| > f_0, \quad (5)$$

$$f = -\varphi(|\dot{x}|) \text{sign} \dot{x} \text{ при } |\dot{x}| > 0, \quad (6)$$

где m – сумма всех внешних воздействий на объект, подверженный трению, f_0 – максимальный момент трения покоя, \dot{x} – относительная скорость трущихся поверхностей. Поскольку точно функция трения $|f| = \varphi(\dot{x})$ не известна, то принято

$$\begin{aligned} f &= f_0 + a|\dot{x}| & |\dot{x}| \leq |\dot{x}_{\min}|, \\ f &= b + k|\dot{x}|, \quad k = \text{tg} \alpha & |\dot{x}| > |\dot{x}_{\min}|, \end{aligned}$$

где a, b – коэффициенты аппроксимации функции трения.

2. Синтез робастного компенсатора

Представим управляющее напряжение в виде

$$u = u_i + u_m + u_c, \quad (7)$$

где u_i, u_m, u_c – управляющие напряжения соответственно для контуров тока, двигателя и объекта управления.

Пусть

$$u_i = -Rk_i i, \quad (8)$$

где k_i – постоянный коэффициент. Тогда уравнение (3) примет вид

$$T_e \dot{i} + (1 + k_i) i = R^{-1} (u_m + u_c - c_e \dot{\varphi}_m), \quad (9)$$

где $T_e = LR^{-1}$. Подставим i из (9) в уравнение (2). Получим

$$\begin{aligned} I_m \ddot{\varphi}_m &= -n^{-1} c (n^{-1} \varphi_m - \varphi_c) + c_{m1} \times \\ &\times [R^{-1} (u_m + u_c - c_e \dot{\varphi}_m) - T_e \dot{i}] - f_m, \end{aligned} \quad (10)$$

где

$$c_{m1} = c_m (1 + k_i)^{-1}.$$

Управляющее напряжение двигателя представим в виде

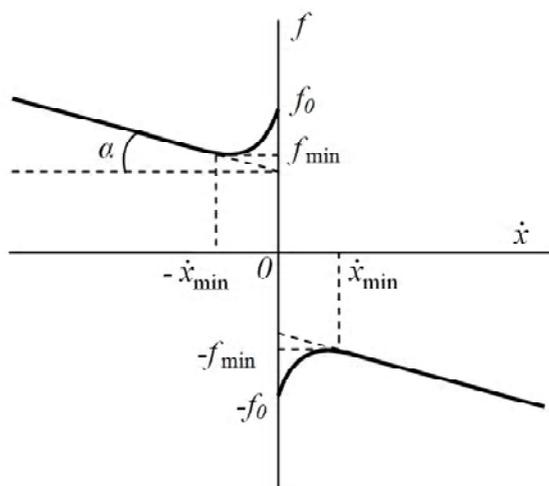


Рис. 1. Зависимость трения от скорости

$$u_m = -k_m \dot{\varphi}_m - kn^{-1} c (n^{-1} \varphi_m - \varphi_c) R c_{m1}^{-1}, \quad (11)$$

где k_m, k – постоянные коэффициенты. Здесь вторая составляющая введена для увеличения жесткости системы. Подставив уравнение (11) в уравнение (10), получим

$$\begin{aligned} I_m \ddot{\varphi}_m &= -(1 + k) n^{-1} c (n^{-1} \varphi_m - \varphi_c) + \\ &+ c_{m1} [R^{-1} (u_c - (c_e + k_m) \dot{\varphi}_m) - T_e \dot{i}] - f_m. \end{aligned} \quad (12)$$

Умножим уравнение (12) на $\varepsilon = n(1 + k)^{-1}$ и сложим с уравнением (1), в результате чего получим

$$\begin{aligned} I_c \ddot{\varphi}_c + \varepsilon I_m \ddot{\varphi}_m &= \varepsilon c_{m1} \times \\ &\times [R^{-1} (u_c - (c_e + k_m) \dot{\varphi}_m) - T_e \dot{i}] - f_c - f_l - \varepsilon f_m. \end{aligned} \quad (13)$$

Представим момент инерции ОУ в следующем виде:

$$I_c = I_{c0} + I_{c\delta}, \quad (14)$$

где I_{c0} – известное номинальное значение момента инерции ОУ, $I_{c\delta}$ – его неизвестное отклонение. С учетом обозначения (14) уравнение (13) переписывается в виде

$$\begin{aligned} I_{c0} \ddot{\varphi}_c + \varepsilon I_m \ddot{\varphi}_m &= \varepsilon c_{m1} \times \\ &\times [R^{-1} (u_c - (c_e + k_m) \dot{\varphi}_m) - T_e \dot{i}] - f_c - \\ &- f_l - \varepsilon f_m - I_{c\delta} \ddot{\varphi}_c. \end{aligned} \quad (15)$$

Сформируем неопределенность

$$f_{c\Sigma} = -f_c - f_l - \varepsilon f_m - I_{c\delta} \ddot{\varphi}_c,$$

с учетом которой уравнение (15) принимает вид

$$I_{c0}\ddot{\varphi}_c + \varepsilon I_m \ddot{\varphi}_m = \varepsilon c_{m1} \times \\ \times [R^{-1}(u_c - (c_e + k_m)\dot{\varphi}_m) - T_e \dot{i}] + f_{c\Sigma}.$$

Управляющее напряжение объектом управления представим в виде

$$u_c = u_{cs} + u_{cc}, \quad (16)$$

где u_{cs} , u_{cc} – управляющие напряжения стабилизации и компенсации неопределенности, которые сформируем в виде

$$u_{cc} = -(1+k)(nc_{m1})^{-1} R \hat{f}_{c\Sigma}, \quad (17)$$

$$u_{cs} = -k_{c1}(\varphi_c - \varphi_{cp}) - k_{c2}(\dot{\varphi}_c - \dot{\varphi}_{cp}), \quad (18)$$

где k_{c1} , k_{c2} – постоянные коэффициенты, знаком «^» здесь и дальше будут обозначаться оценки соответствующих переменных.

Чтобы получить оценку неопределенности необходимо построить ее наблюдатель. С этой целью, для начала, сформируем эту неопределенность, но с учетом того, что на управляющее напряжение накладывается ограничение (что всегда имеет место на практике), т. е.

$$u = \text{sat}(u_i + u_m + u_c).$$

Из уравнения (3)

$$i = R^{-1}(u - c_e \dot{\varphi}_m) - T_e \dot{i}. \quad (19)$$

Последовательная подстановка уравнения (19) в уравнение (2), умножение полученного выражения на n и сложение с уравнением (1) дает

$$I_c \ddot{\varphi}_c + n I_m \ddot{\varphi}_m = n c_m \times \\ \times [R^{-1}(u - c_e \dot{\varphi}_m) - T_e \dot{i}] - f_c - f_l - n f_m,$$

или с учетом обозначения (14)

$$I_{c0}\ddot{\varphi}_c + n I_m \ddot{\varphi}_m - n c_m \times \\ \times [R^{-1}(u - c_e \dot{\varphi}_m) - T_e \dot{i}] = -f_c - f_l - n f_m - I_{c\delta}\ddot{\varphi}_c. \quad (20)$$

Отсюда суммарную неопределенность сформируем в виде

$$f_{c\Sigma} = -f_c - f_l - n f_m - I_{c\delta}\ddot{\varphi}_c.$$

С учетом этого уравнение (20) переписывается в виде

$$f_{c\Sigma} = I_{c0}\ddot{\varphi}_c + n I_m \ddot{\varphi}_m - n c_m [R^{-1}(u - c_e \dot{\varphi}_m) - T_e \dot{i}]. \quad (21)$$

Выражение (21) можно рассматривать как изменение неопределенности $f_{c\Sigma}$. Поскольку дифференцировать ток i не желательно и нет информации об ускорениях двигателя и ОУ, то избавимся от необходимости получения производной тока и указанных ускорений следующим образом. Будем полагать быстродействие наблюдателя $f_{c\Sigma}$ настолько большим, что

в масштабе времени наблюдателя можно считать

$$\dot{f}_{c\Sigma} = 0. \quad (22)$$

По уравнениям (21), (22) построим наблюдатель для оценки $f_{c\Sigma}$ в виде

$$\dot{\hat{f}}_{c\Sigma} = l_f (\hat{f}_{c\Sigma} - f_{c\Sigma}), \quad (23)$$

где l_f – коэффициент передачи наблюдателя. Пусть ошибка наблюдателя

$$\tilde{f}_{c\Sigma} = \hat{f}_{c\Sigma} - f_{c\Sigma}. \quad (24)$$

Вычитая из уравнения (23) уравнение (22), получим уравнение $\dot{\tilde{f}}_{c\Sigma} = l_f \tilde{f}_{c\Sigma}$ с решением

$$\varepsilon \tilde{f}_{c\Sigma}(0) = \tilde{f}_{c\Sigma}(0) \exp(l_f t), \quad (25)$$

где ε – зона, при захождении в которую переходный процесс считается закончившимся, t_t – заданное время переходного процесса. Из (25) следует, что при $l_f < 0$ решение $\tilde{f}_{c\Sigma} = 0$ является асимптотически устойчивым, поэтому на основании (24) можно записать $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{f}_{c\Sigma} = f_{c\Sigma}$ при $t \rightarrow \infty$. На основании выражения (25) по заданному времени переходного процесса можно определить коэффициент l_f

$$l_f = \frac{1}{t_t} \ln \varepsilon.$$

Подстановка (21) в (23) дает

$$\dot{\hat{f}}_{c\Sigma} = l_f (\hat{f}_{c\Sigma} + n c_m [R^{-1}(u - c_e \dot{\varphi}_m) - T_e \dot{i}] - \\ - I_{c0}\ddot{\varphi}_c - n I_m \ddot{\varphi}_m). \quad (26)$$

Для понижения порядков производных в уравнении (26) введем обозначение

$$z := \hat{f}_{c\Sigma} + l_f (I_{c0}\dot{\varphi}_c + n I_m \dot{\varphi}_m + n c_m T_e i) \Rightarrow \\ \Rightarrow \dot{\hat{f}}_{c\Sigma} = z - l_f (I_{c0}\dot{\varphi}_c + n I_m \dot{\varphi}_m + n c_m T_e i), \quad (27)$$

с учетом которого уравнение (26) принимает вид

$$\dot{z} = l_f (\hat{f}_{c\Sigma} + n c_m R^{-1}(u - c_e \dot{\varphi}_m)). \quad (28)$$

$\hat{f}_{c\Sigma}$ определяется по результату интегрирования уравнения (28) и второму выражению в (27).

Для нахождения коэффициентов закона управления (7) составим характеристическое уравнение для системы уравнений (1)–(3), вектор состояния которой $x = [\varphi_c \ \dot{\varphi}_c \ \varphi_m \ \dot{\varphi}_m \ i]$. Определитель системы (1)–(3) имеет вид

$$\Delta = \begin{bmatrix} I_{c0}p^2 + c & -cn^{-1} & 0 \\ -n^{-1}c & I_m p^2 + n^{-2}c & -c_m \\ R^{-1}(k_{c1} + k_{c2}p) - kc_{m1}^{-1}n^{-1}c & R^{-1}(c_e + k_m)p + kc_{m1}^{-1}n^{-2}c & T_e p + 1 + k_i \end{bmatrix},$$

откуда следует характеристическое уравнение

$$\begin{aligned} & p^5 + T_e^{-1}(1 + k_i)p^4 + (c(I_m^{-1}n^{-2} + I_{c0}^{-1}) + \\ & + c_m(RT_e I_m)^{-1}(k_m + c_e))p^3 + \\ & + (T_e^{-1}c(I_m^{-1}n^{-2} + I_{c0}^{-1})(1 + k_i) + \\ & + c_m(T_e I_m)^{-1}kn^{-2}cc_{m1}^{-1})p^2 + \\ & + c_m c(RT_e I_m I_{c0})^{-1}(k_m + c_e + k_{c2}n^{-1})p + \\ & + c(nRT_e I_m I_{c0})^{-1}c_m k_{c1} = 0, \end{aligned} \quad (29)$$

где p – оператор дифференцирования. Сопоставляя уравнение (29) с эталонным характеристическим уравнением

$$\begin{aligned} & p^5 + 5\omega_0 p^4 + 10\omega_0^2 p^3 + \\ & + 10\omega_0^3 p^2 + 5\omega_0^4 p + \omega_0^5 = 0, \end{aligned}$$

где ω_0 характеризует быстродействие управляемого контура, можно получить значения коэффициентов закона управления в виде

$$k_i = 5T_e \omega_0 - 1,$$

$$k_m = \frac{RT_e I_m (10\omega_0^2 - c(I_m^{-1}n^{-2} + I_{c0}^{-1}))}{c_m} - c_e,$$

$$k = \frac{I_m T_e n^2 c_{m1} (10\omega_0^3 - cT_e^{-1}(1 + k_i)(I_m^{-1}n^{-2} + I_{c0}^{-1}))}{c_m c},$$

$$k_{c1} = I_{c0} I_m T_e c^{-1} n c_m^{-1} R \omega_0^5,$$

$$k_{c2} = \left(\frac{5I_{c0} I_m T_e R \omega_0^4}{c_m c} - k_m - c_e \right) n.$$

Предполагается, что диапазон рабочих температур такой, что сопротивления двигателя могут меняться в 1,5 раза вверх и вниз по отношению к номинальным значениям. Поскольку ток обмотки возбуждения постоянен, то за счет ПИ-регулятора его значение можно сделать равным заданному. Поэтому коэффициенты c_e , c_m будем считать постоянными и равными заданному значению.

3. Идентификация сопротивления якоря

Перепишем уравнение (3) в виде

$$Ri = u - c_e \dot{\phi}_m - Li. \quad (30)$$

Умножим уравнение (30) на i . В результате получим

$$Ri^2 = i(u - c_e \dot{\phi}_m) - \frac{1}{2}L \frac{d}{dt}i^2. \quad (31)$$

Пусть

$$R = R_0 + R_\delta, \quad (32)$$

где R_0 – известное из паспорта двигателя номинальное значение сопротивления, R_δ – неизвестное вследствие изменения температуры его отклонение от номинального значения.

Разделим уравнение (31) на две части: известную часть

$$y = i(u - c_e \dot{\phi}_m) - \frac{1}{2}L \frac{d}{dt}i^2 - R_0 i^2 \quad (33)$$

и неизвестную часть

$$y = R_\delta i^2. \quad (34)$$

Поскольку сопротивление меняется медленно, то можно записать

$$\dot{R}_\delta = 0. \quad (35)$$

Рассматривая уравнение (35) как динамическое уравнение, а (34) – как его измерение, построим по системе (34), (35) наблюдатель, оценивающий R_δ в виде [9]

$$\dot{\hat{R}}_\delta = l_R (\hat{R}_\delta i^2 - y), \quad (36)$$

где l_R – коэффициент передачи наблюдателя. Подстановка (34) в (36) дает уравнение

$$\dot{\hat{R}}_\delta = l_R i^2 (\hat{R}_\delta - R_\delta). \quad (37)$$

Вычитая из уравнения (37) уравнение (35), получим

$$\dot{\tilde{R}}_\delta = l_R i^2 \tilde{R}_\delta, \quad (38)$$

где знаком « $\tilde{\sim}$ » здесь и в дальнейшем будут обозначаться ошибки оценки, а именно $\tilde{R}_\delta = \hat{R}_\delta - R_\delta$.

Умножив уравнение (38) на \tilde{R}_δ , получим

$$2V = \tilde{R}_\delta^2, \quad \dot{V} = l_R i^2 \tilde{R}_\delta^2,$$

где V можно рассматривать в качестве функции Ляпунова. Тогда на основании теоремы Ляпунова можно заключить, что $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{R}_\delta = 0$ при $l_R i^2 < 0$. Это означает, что при $i \neq 0$ тождественно и $l_R < 0$ ошибка оценки стремится к нулю, а это, в свою очередь означает, что $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{R}_\delta = R_\delta$. Найдем решение уравнения (38). Для этого разделим его на \tilde{R}_δ и проинтегрируем по времени. Получим

$$\ln \tilde{R}_\delta = l_R \int_0^t i^2 dt$$

или

$$\tilde{R}_\delta = \exp\left(l_R \int_0^t i^2 dt\right). \quad (39)$$

Соотношение (39) позволяет путем выбора коэффициента l_R обеспечить заданную скорость сходимости оценки \hat{R}_δ к R_δ .

Для получения рабочего вида наблюдателя подставим (33) в (36). Получим

$$\dot{\hat{R}}_\delta = l_R \left[i^2 \hat{R}_\delta - i(u - c_e \dot{\phi}_m) + \frac{1}{2} L \frac{d}{dt} i^2 + R_0 i^2 \right]. \quad (40)$$

Для устранения необходимости дифференцирования квадрата тока вводится обозначение

$$\hat{R}_\delta - l_R \frac{1}{2} L i^2 = z, \quad (41)$$

откуда

$$\hat{R}_\delta = z + l_R \frac{1}{2} L i^2. \quad (42)$$

Подстановка (42) в (40) дает уравнение

$$\dot{z} = l_R \left[i^2 (z + l_R \frac{1}{2} L i^2) - i(u - c_e \dot{\phi}_m) + R_0 i^2 \right]. \quad (43)$$

Уравнение (43) не содержит в правой части дифференцирования. Система уравнений (42), (43) представляет собой наблюдатель для оценки R_δ . Поскольку R_δ неизвестна, то начальное условие для интегрирования следует принять $\hat{R}_\delta = 0$, а на основании (41)

начальное условие для $z = -l_R \frac{1}{2} L_e i^2$. Искомое сопротивление в соответствии с (32) определится выражением

$$\hat{R} = R_0 + \hat{R}_\delta.$$

Таким образом, в дальнейшем будем полагать, что сопротивление R известно.

4. Алгоритм оценивания скорости ОУ

Принят в виде асимптотического дифференциатора [10]:

$$\dot{\hat{r}} = A \hat{r} + L_r (\hat{r}_1 - \phi_c),$$

где

$$\hat{r} = \begin{bmatrix} \hat{r}_1 \\ \hat{r}_2 \\ \hat{r}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\phi}_c \\ \dot{\hat{\phi}}_c \\ \ddot{\hat{\phi}}_c \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$L_r = \begin{bmatrix} l_{r1} \\ l_{r2} \\ l_{r3} \end{bmatrix},$$

L_r – матрица коэффициентов передачи асимптотического дифференциатора.

5. Наблюдатель координат вектора состояния двигателя

Информацию об угле и скорости поворота ротора двигателя можно получить с помощью наблюдателя вектора состояния двигателя. Будет рассматриваться управление ЭМС со следующими вариантами состава измерителей: 1) датчик тока якорной цепи ДПТ, тахогенератор, измеряющий скорость поворота ротора двигателя, и датчик положения ОУ; 2) датчик тока якорной цепи ДПТ, инкрементный датчик приращений угла поворота ротора двигателя, позволяющий оценивать угол поворота ротора двигателя ϕ_m с погрешностью ϕ_{m0} , и датчик положения ОУ; 3) датчик тока якорной цепи ДПТ и датчик положения ОУ. При этом в первых двух случаях считается, что сопротивление известно вследствие его идентификации, а в третьем сопротивление принимается номинальным (такая ситуация возможна при термостатировании двигателя).

5.1. Измеряются ток якорной цепи ДПТ, скорость поворота ротора двигателя и перемещение ОУ

Перепишем уравнение (2) следующим образом:

$$\ddot{\phi}_m = I_m^{-1} (-n^{-1} c (n^{-1} \phi_m - \phi_c) + c_m i - f_m). \quad (44)$$

Измерение имеет вид уравнения

$$y = \dot{\phi}_m. \quad (45)$$

Легко убедиться с помощью теоремы 1.3.1 [11] в том, что система (44), (45) полностью наблюдаемая. По-

этому для системы (44), (45), записанной в форме Коши, можно построить наблюдатель для оценки $\Phi_m, \dot{\Phi}_m$ (слагаемое, содержащее Φ_c , рассматривается как известное внешнее воздействие).

Введем обозначения

$$\Phi_m = x_1, \quad \dot{\Phi}_m = x_2. \quad (46)$$

В соответствии с обозначениями (46) запишем систему уравнений

$$\dot{x} = Ax + Bu, \quad y = Cx, \quad (47)$$

где

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -I_m^{-1}n^{-2}c & 0 \end{bmatrix},$$

$$Bu = \begin{bmatrix} 0 \\ I_m^{-1}(n^{-1}c\Phi_c + c_m i) \end{bmatrix}, \quad C = [0 \quad 1]. \quad (48)$$

Наблюдатель вектора состояния системы (47) имеет вид

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + L_x(C\hat{x} - y) + Bu, \quad (49)$$

где $L_x = [l_{x1} \quad l_{x2}]^T$ – матрица коэффициентов наблюдателя. Подстановка y из (47) в (49) дает уравнение

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + L_x C(\hat{x} - x) + Bu. \quad (50)$$

Определим ошибки наблюдателя следующим образом: $\tilde{x} = \hat{x} - x$. Уравнение ошибок наблюдателя находится вычитанием из уравнения (50) первого уравнения в системе (47).

$$\dot{\tilde{x}} = (A + L_x C)\tilde{x}. \quad (51)$$

Характеристическое уравнение, соответствующее уравнению (51), с учетом обозначений (48) имеет вид

$$p^2 - l_{x2}p + I_m^{-1}n^{-2}c(1 + l_{x1}) = 0. \quad (52)$$

Сопоставляя уравнение (52) с эталонным характеристическим уравнением

$$p^2 + 2\omega_0 p + \omega_0^2 = 0,$$

где ω_0 характеризует быстродействие управляемого контура, можно получить значения коэффициентов наблюдателя в виде

$$l_{x1} = I_m n^2 c^{-1} \omega_0^2 - 1, \quad l_{x2} = -2\omega_0.$$

С учетом обозначений (46) и выражения матрицы C из (48) уравнению наблюдателя (49) можно придать окончательный вид

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + L_x(\hat{x}_2 - \dot{\Phi}_m) + Bu,$$

где

$$\hat{\Phi}_m = \hat{x}_1, \quad \dot{\hat{\Phi}}_m = \hat{x}_2.$$

Подставим полученные оценки координат векто-

ра состояния двигателя $\hat{\Phi}_m, \dot{\hat{\Phi}}_m$ и оценки сопротивления и скорости ОУ в алгоритмы управления (8), (11), (17), (18) и наблюдатель неопределенности (27), (28). Получим

$$u_i = -\hat{R}k_i i, \quad (53)$$

$$u_m = -k_m \dot{\hat{\Phi}}_m - kn^{-1}c(n^{-1}\hat{\Phi}_m - \Phi_c)\hat{R}c_{m1}^{-1}, \quad (54)$$

$$u_{cc} = -(1+k)(nc_{m1})^{-1}\hat{R}\hat{f}_{c\Sigma}, \quad (55)$$

$$u_{cs} = -k_{c1}(\Phi_c - \Phi_{cp}) - k_{c2}(\dot{\hat{\Phi}}_c - \dot{\Phi}_{cp}), \quad (56)$$

$$\hat{f}_{c\Sigma} = z - l_f(I_{c0}\dot{\hat{\Phi}}_c + nI_m\dot{\hat{\Phi}}_m + nc_m L\hat{R}^{-1}i), \quad (57)$$

$$\dot{z} = l_f(\hat{f}_{c\Sigma} + nc_m \hat{R}^{-1}(u - c_e \dot{\hat{\Phi}}_m)). \quad (58)$$

5.2. Измеряются ток якорной цепи ДПТ, угол поворота ротора двигателя и перемещение ОУ

Уравнение измерения имеет вид

$$y = \Phi_m + \Phi_{m0}. \quad (59)$$

Найдем физический смысл погрешности Φ_{m0} . Из уравнения (44) следует, что в положении равновесия $\Phi_m = n\Phi_c$. Отсюда видно, что Φ_{m0} – начальное отклонение ротора двигателя от значения $n\Phi_c$. Поскольку начальная погрешность инкрементного датчика постоянна, то можно записать

$$\dot{\Phi}_{m0} = 0.$$

Аналогично случаю, рассмотренному выше, согласно теореме 1.3.1 [11] система (44), (59) полностью наблюдаемая. Поэтому для системы (44), (59), записанной в форме Коши, можно построить наблюдатель для оценки $\Phi_m, \dot{\Phi}_m$.

Введем обозначения

$$\Phi_m = x_1, \quad \dot{\Phi}_m = x_2, \quad \Phi_{m0} = x_3. \quad (60)$$

В соответствии с обозначениями (60) запишем систему уравнений

$$\dot{x} = Ax + Bu, \quad y = Cx, \quad (61)$$

где

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -I_m^{-1}n^{-2}c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$Bu = \begin{bmatrix} 0 \\ I_m^{-1}(n^{-1}c\Phi_c + c_m i) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = [1 \quad 0 \quad 1]. \quad (62)$$

Наблюдатель вектора состояния системы (61) имеет вид

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + L_x(C\hat{x} - y) + Bu, \quad (63)$$

где $L_x = [l_{x1} \quad l_{x2} \quad l_{x3}]^T$ – матрица коэффициентов наблюдателя. Следует обратить внимание на то, что размерность наблюдателя увеличена за счет введения в рассмотрение неизвестной координаты $x_3 = \varphi_{m0}$. Подстановка y из (61) в (63) дает уравнение

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + L_x C(\hat{x} - x) + Bu. \quad (64)$$

Определим ошибки наблюдателя следующим образом: $\tilde{x} = \hat{x} - x$. Уравнение ошибок наблюдателя находится вычитанием из уравнения (64) первого уравнения в системе (61).

$$\dot{\tilde{x}} = (A + L_x C)\tilde{x}. \quad (65)$$

Характеристическое уравнение, соответствующее уравнению (65), с учетом обозначений (62) имеет вид

$$p^3 - (l_{x1} + l_{x3})p^2 + (I_m^{-1}n^{-2}c - l_{x2})p - I_m^{-1}n^{-2}cl_{x3} = 0. \quad (66)$$

Сопоставляя уравнение (66) с эталонным характеристическим уравнением

$$p^3 + 2\omega_0 p^2 + 2\omega_0^2 p + \omega_0^3 = 0,$$

можно получить значения коэффициентов наблюдателя в виде

$$l_{x1} = -2\omega_0 - l_{x3}, \quad l_{x2} = I_m^{-1}n^{-2}c - 2\omega_0^2,$$

$$l_{x3} = -I_m n^2 c^{-1} \omega_0^3.$$

С учетом обозначений (60) и выражения матрицы C из (62) уравнению наблюдателя (63) можно придать окончательный вид

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + L_x(\hat{x}_1 + \hat{x}_3 - (\varphi_m + \varphi_{m0})) + Bu,$$

где

$$\hat{\varphi}_m = \hat{x}_1, \quad \dot{\hat{\varphi}}_m = \hat{x}_2, \quad \hat{\varphi}_{m0} = \hat{x}_3.$$

Алгоритмы управления (8), (11), (17), (18) и наблюдатель неопределенности (27), (28) будут иметь вид уравнений (53)–(58).

5.3. Измеряются ток якорной цепи ДПТ и перемещение ОУ

В этом случае, как уже говорилось, сопротивление R считается известным и принимается номинальным.

Разделим уравнение (3) на две части: известную часть

$$y := u - Li - Ri \quad (67)$$

и неизвестную часть

$$y = c_e \dot{\varphi}_m. \quad (68)$$

Будем рассматривать уравнение (68) в качестве измерения для динамического уравнения (44). Как и в предыдущих двух случаях, можно убедиться, что система (44), (68) полностью наблюдаемая. Поэтому для системы (44), (68), записанной в форме Коши, построим наблюдатель для оценки $\varphi_m, \dot{\varphi}_m$.

Подставим ток i из уравнения (3) в уравнение (44). Получим

$$\ddot{\varphi}_m = I_m^{-1}(-n^{-1}c(n^{-1}\varphi_m - \varphi_c) + c_m R^{-1}(u - c_e \dot{\varphi}_m - Li) - f_m).$$

Введем обозначения

$$\varphi_m = x_1, \quad \dot{\varphi}_m = x_2. \quad (69)$$

В соответствии с обозначениями (69) запишем систему уравнений

$$\dot{x} = Ax + Bu, \quad y = Cx, \quad (70)$$

где

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -I_m^{-1}n^{-2}c & -I_m^{-1}c_m R^{-1}c_e \end{bmatrix},$$

$$Bu = \begin{bmatrix} 0 \\ I_m^{-1}n^{-1}c\varphi_c + I_m^{-1}c_m R^{-1}(u - Li) \end{bmatrix}, \quad C = [0 \quad c_e] \quad (71)$$

Наблюдатель вектора состояния системы (70) имеет вид

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + L_x(C\hat{x} - y) + Bu, \quad (72)$$

где $L_x = [l_{x1} \quad l_{x2}]^T$ – матрица коэффициентов наблюдателя. Подстановка y из (70) в (72) дает уравнение

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + L_x C(\hat{x} - x) + Bu. \quad (73)$$

Определим ошибки наблюдателя следующим образом: $\tilde{x} = \hat{x} - x$. Уравнение ошибок наблюдателя находится вычитанием из уравнения (73) первого уравнения в системе (70).

$$\dot{\tilde{x}} = (A + L_x C)\tilde{x}. \quad (74)$$

Характеристическое уравнение, соответствующее уравнению (74), с учетом обозначений (71) имеет вид

$$p^2 + (I_m^{-1}c_m R^{-1}c_e - l_{x2}c_e)p + I_m^{-1}n^{-2}c(1 + l_{x1}c_e) = 0. \quad (75)$$

Сопоставляя уравнение (75) с эталонным характеристическим уравнением

$$p^2 + 2\omega_0 p + \omega_0^2 = 0,$$

где ω_0 характеризует быстродействие управляемого контура, можно получить значения коэффициентов

наблюдателя в виде

$$l_{x1} = (I_m n^2 c^{-1} \omega_0^2 - 1) c_e^{-1},$$

$$l_{x2} = (I_m^{-1} c_m R^{-1} c_e - 2\omega_0) c_e^{-1}.$$

С учетом уравнения (67), обозначений (69) и выражения матрицы C из (71) уравнению наблюдателя (72) можно придать окончательный вид

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + L_x(c_e \hat{x}_2 - (u - Li - Ri)) + Bu, \quad (76)$$

где

$$\hat{\phi}_m = \hat{x}_1, \quad \dot{\hat{\phi}}_m = \hat{x}_2.$$

Поскольку дифференцировать ток i нежелательно, то избавимся от необходимости получать производную тока следующим образом. Введем обозначения

$$z = \hat{x} - L'_x Li,$$

откуда

$$\hat{x} = z + L'_x Li, \quad (77)$$

где

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}, \quad L'_x = \begin{bmatrix} l_{x1} \\ l_{x2} - I_m^{-1} c_m R^{-1} \end{bmatrix}. \quad (78)$$

Подстановка (77) с учетом (78) в уравнение (76) дает уравнение

$$\dot{z} = A\hat{x} + L_x(c_e \hat{x}_2 - u + Ri) + B'u, \quad (79)$$

где

$$B'u = \begin{bmatrix} 0 \\ I_m^{-1} n^{-1} c \varphi_c + I_m^{-1} c_m R^{-1} u \end{bmatrix}.$$

Уравнение (79) не содержит в правой части дифференцирования тока. Таким образом, наблюдатель вектора состояния представляется в виде системы уравнений (77), (79).

С учетом полученных оценок координат вектора состояния двигателя $\hat{\phi}_m$, $\dot{\hat{\phi}}_m$ и оценки скорости ОУ, запишем окончательный вид алгоритмов управления (8), (11), (17), (18) и наблюдателя неопределенности (27), (28).

$$u_i = -Rk_i i,$$

$$u_m = -k_m \dot{\hat{\phi}}_m - kn^{-1} c (n^{-1} \hat{\phi}_m - \varphi_c) R c_{m1}^{-1},$$

$$u_{cc} = -(1+k)(nc_{m1})^{-1} R \hat{f}_{c\sigma},$$

$$u_{cs} = -k_{c1}(\varphi_c - \varphi_{cp}) - k_{c2}(\dot{\hat{\phi}}_c - \dot{\phi}_{cp}),$$

$$\hat{f}_{c\sigma} = z - l_f (I_{c0} \dot{\hat{\phi}}_c + n I_m \dot{\hat{\phi}}_m + n c_m L R^{-1} i),$$

$$\dot{z} = l_f (\hat{f}_{c\sigma} + n c_m R^{-1} (u - c_e \dot{\hat{\phi}}_m)).$$

6. Результаты моделирования

Поскольку качество управления рассмотренной ЭМС при различных комбинациях измерителей существенно не отличается, то здесь представлены результаты моделирования для одного из вариантов, а именно, для второго, когда в состав измерителей входит инкрементный датчик приращений угла поворота ротора двигателя.

При моделировании принимались следующие параметры: $I_{c0} = 250 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$, момент инерции считается неизвестным и находится в диапазоне $I_c = (0,83 \dots 1,5) I_{c0}$, $I_m = 27 \cdot 10^{-5} \text{ кг} \cdot \text{м}^2$, $R_0 = 0,075 \text{ Ом}$, аналогично, сопротивление принимается равным $R = (0,67 \dots 1,5) R_0$, $L = 3,375 \cdot 10^{-4} \text{ Гн}$, $n = 377$, $c = 3 \cdot 10^5 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{рад}^{-1}$, $c_m = 0,062 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{А}^{-1}$, $c_e = 0,062 \text{ В} \cdot \text{с} \cdot \text{рад}^{-1}$, $f_i = 0 \dots 500 \text{ Н} \cdot \text{м}$, $f_c = 200 \text{ Н} \cdot \text{м}$, $f_m = 0,15 \text{ Н} \cdot \text{м}$, пусковой ток 360 А , напряжение питания двигателя 27 В . Для модели трения брались следующие значения: $f_{\min} = 0,67 f_0$, $\dot{x}_{\min} = 0,4 \text{ рад/с}$.

На рис. 2–12 показаны переходные процессы, возникающие при подаче ступенчатого программного сигнала величиной 3° ($\varphi_{cp} = 0,05236 \text{ рад}$) при номинальном моменте инерции ОУ. Нагрузка $f_i = 500 \text{ Н} \cdot \text{м}$ в виде ступенчатого сигнала прикладывалась на $0,5 \text{ с}$ и снималась на $0,8 \text{ с}$. На рис. 2 показан весь переходный процесс, а на рис. 3, 4 – его фрагменты. На рис. 3 пунктирными линиями ограничена зона $\pm 30 \text{ угл. с}$, на рис. 4 – зона $\pm 0,1 \text{ угл. с}$. Анализ графиков показывает, что синтезированный алгоритм управления обеспечивает входение в зону $\pm 30 \text{ угл. с}$ за $0,14 \text{ с}$, а в зону $\pm 0,1 \text{ угл. с}$ – за $0,28 \text{ с}$, установившаяся ошибка составляет 10^{-3} угл. с . Следует отметить, что на длительность переходного процесса оказывает отрицательное влияние ограничение напряжения. Рис. 3 показывает, что система является астатической по отношению к нагрузке. На рис. 4 видно, что указанная точность в установившемся режиме $\pm 10^{-3} \text{ угл. с}$ обеспечивается как при наличии нагрузки, так и без нее. На рис. 5, 6 показана скорость ОУ. Рис. 6 является фрагментом рис. 5. Скорость в установившемся режиме не превышает $5 \cdot 10^{-6} \text{ рад/с}$ ($0,00028 \text{ }^\circ/\text{с}$). Графики напряжения и тока изображены на рис. 7, 8. На рис. 9 даны графики неопределенности и ее оценки при номинальном моменте инерции ОУ, на рис. 10 – фрагмент рис. 9. На рис. 11, 12 изображены графики угла и скорости поворота ротора двигателя и их оценки с помощью наблюдателя. На рис. 13 показаны фрагменты переходных процессов при значениях момента инерции ОУ 1) $0,83 I_{c0}$, 2) I_{c0} , 3) $1,5 I_{c0}$ подтверждающие работоспособность системы при неизвестных отклонени-

ях момента инерции от его номинального значения в указанном пределе. На рис. 14, 15 приведены фрагменты графиков неопределенностей и их оценок при значениях моментов инерции $0,83I_{c0}$ (рис. 14) и $1,5I_{c0}$ (рис. 15). Графики идентификации активного сопротивления при его отклонении в 1,5 раза вниз и вверх от номинального значения представлены на рис. 16, 17 соответственно. Причем идентификация осуществлялась одновременно с оценкой координат вектора состояния двигателя.

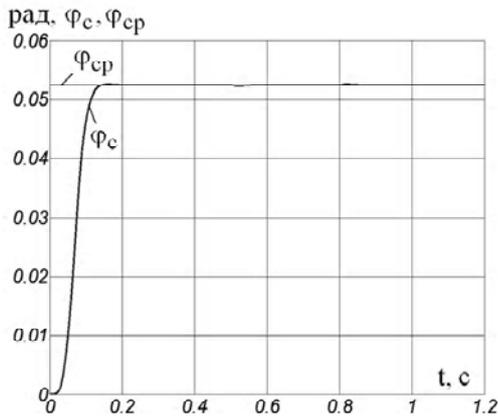


Рис. 2

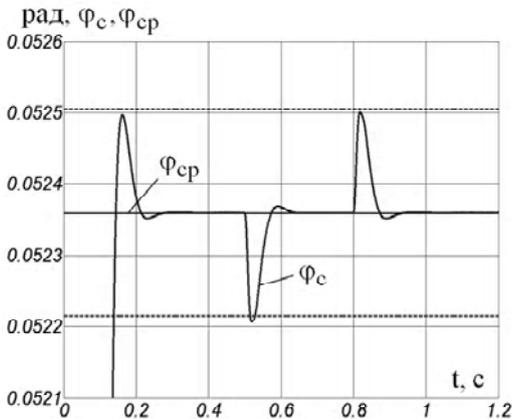


Рис. 3

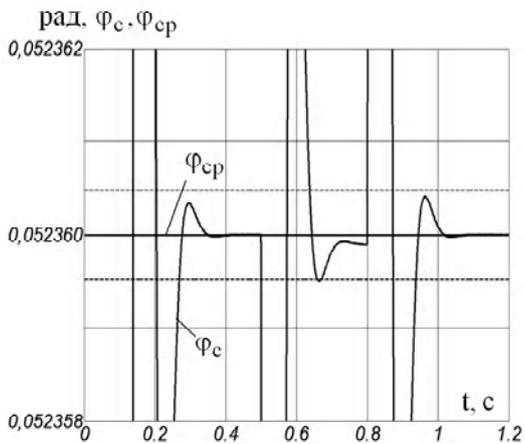


Рис. 4

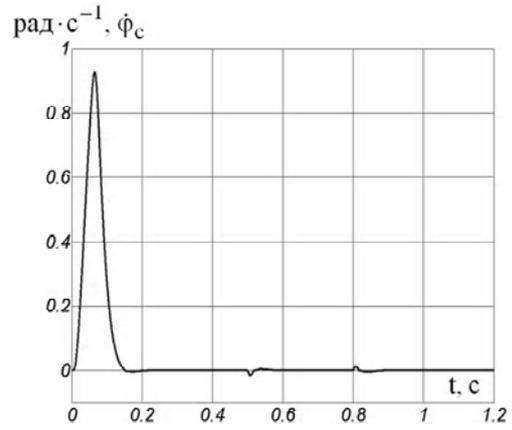


Рис. 5

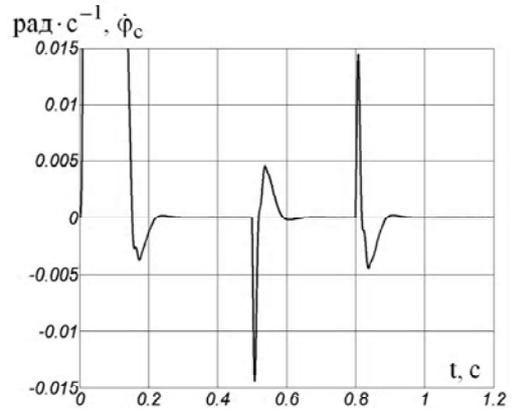


Рис. 6

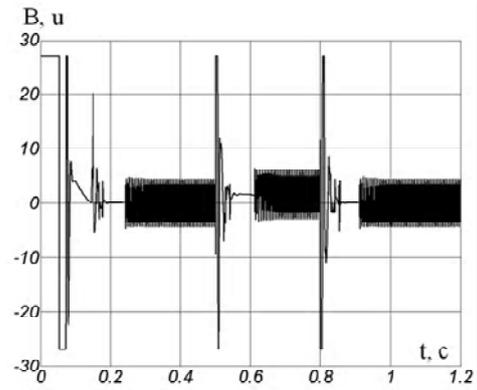


Рис. 7

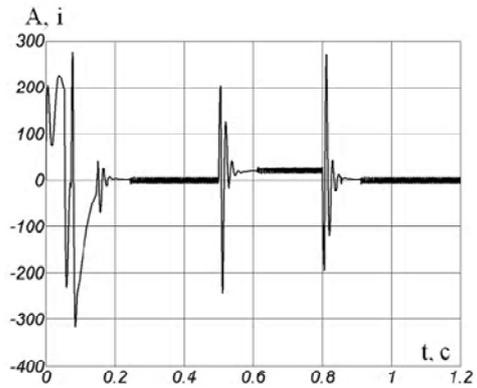


Рис. 8

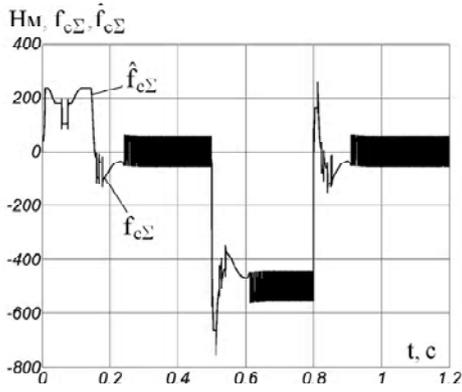


Рис. 9

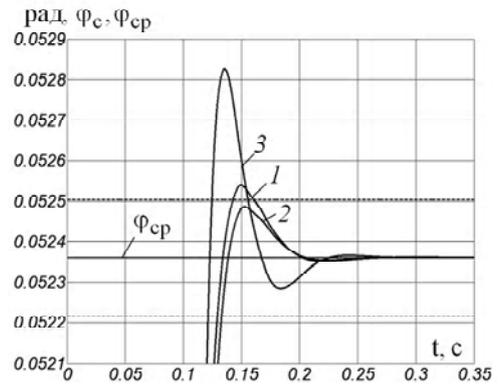


Рис. 13

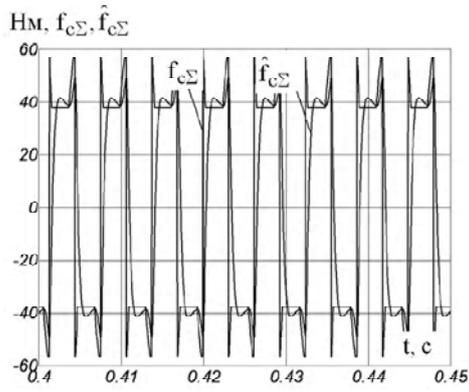


Рис. 10

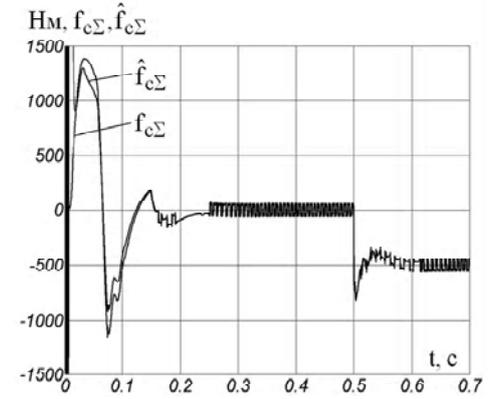


Рис. 14

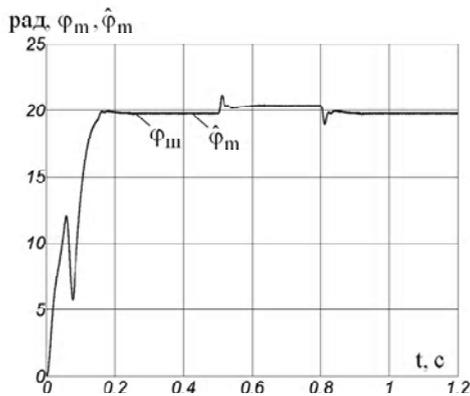


Рис. 11

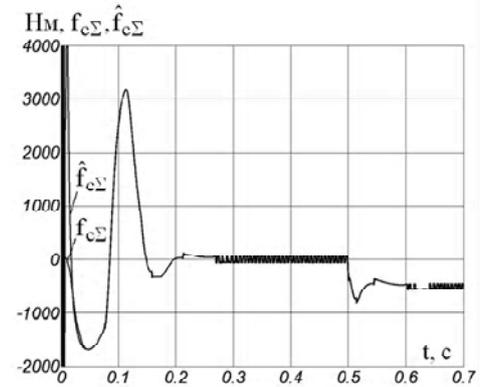


Рис. 15

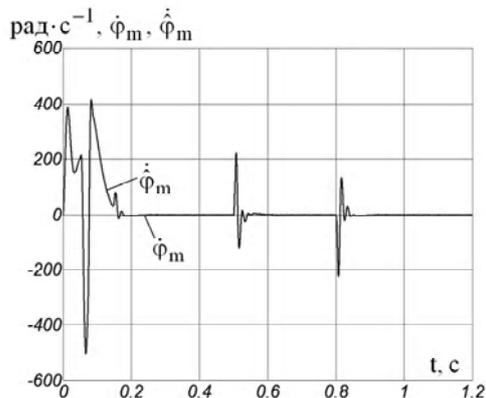


Рис. 12

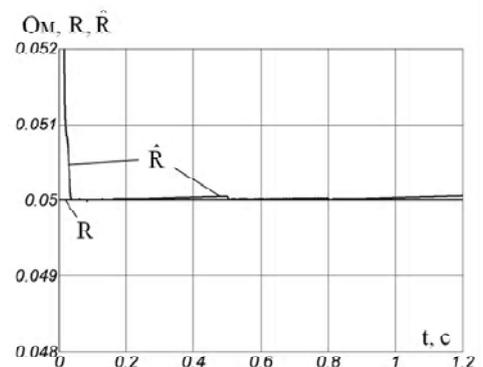


Рис. 16

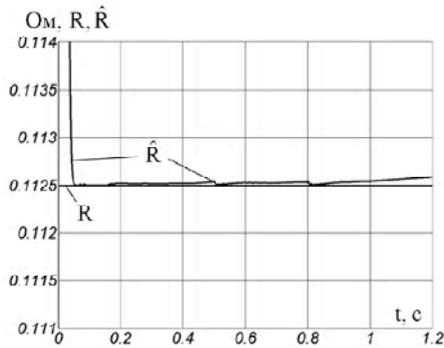


Рис. 17

Выводы

Рассмотрено управление упругой электромеханической системой (ЭМС) с тремя вариантами состава измерителей: 1) датчик тока якорной цепи ДПТ, тахогенератор, измеряющий скорость поворота ротора двигателя, и датчик положения ОУ; 2) датчик тока якорной цепи ДПТ, инкрементный датчик приращений угла поворота ротора двигателя, позволяющий оценивать угол поворота ротора двигателя (φ_m с погрешностью φ_{m0} и датчик положения ОУ; 3) датчик тока якорной цепи ДПТ и датчик положения ОУ. Недостающая информация получена с помощью наблюдателей. Разработан алгоритм идентификации сопротивления, обеспечивающий робастность системы к изменению активного сопротивления якорной цепи. В первых двух случаях идентификация активного сопротивления осуществлялась одновременно с оценкой координат вектора состояния в реальном времени, а в третьем сопротивление принимается номинальным.

Особенностью данной ЭМС является наличие значительного нелинейного трения как на объекте управления, так и на двигателе. Примененное комбинированное управление с наблюдателем неопределенности практически устраняет совместное влияние нелинейного трения и упругости передачи. Включение в неопределенность внешних воздействий делает систему астатической по отношению к нагрузке. Система работоспособна при отклонениях момента инерции ОУ в пределах 0,83...1,5 от его номинального значения. Ограниченность диапазона обусловлена ограниченностью напряжения.

Перечень ссылок

1. Mallon, N. Friction compensation in a controlled one-link robot using a reduced-order observer [text] / N. Mallon, N. van de Wouw, D. Putra, and H. Nijmeijer // IEEE Transactions on Control Systems Technology. – 2006. – Vol. 14, N 2. – Pp. 374–383.
2. Борцов, Ю. А. Автоматизированный электропривод с упругими связями [текст] / Ю. А. Борцов, Г. Г. Соколовский; 2-е изд., перераб. и доп. – СПб.: Энергоатомиздат. Санкт-Петербург. отд-ние, 1992. – 288 с.
3. Садовой, А. В. Оптимальное управление асинхронным следящим электроприводом с люфтом в кинематической цепи [текст] / А. В. Садовой, Р. С. Волянский // Электротехника. – 2003. – № 3. – С. 40–43.
4. Волянский, Р. С. Оптимальное управление двухмассовым асинхронным электроприводом с люфтом [текст] / Р. С. Волянский, А. В. Садовой // Электротехника. – 2004. – №6. – С. 11–14.
5. Потапенко, Е. М. Сравнительная оценка робастных систем управления с различными типами наблюдателей [текст] / Е. М. Потапенко // Изв. РАН. Теория и системы управления. – 1995. – №1. – С. 109–116.
6. Потапенко, Е. М. Робастные комбинированные системы управления с наблюдателями [текст] / Е. М. Потапенко // Проблемы управления и информатики (Киев, НАНУ). – 1995. – №2. – С. 36–44.
7. Потапенко, Е. М. Исследование робастности систем управления с наблюдателями [текст] / Е. М. Потапенко // Изв. РАН. Теория и системы управления. (Москва) – 1996. – №2. – С. 104–108.
8. Canudas-de-Wit, C. A new model for control of systems with friction [text] / C. Canudas-de-Wit, H. Olsson, K. J. Astrom, and P. Lischinsky // IEEE Transactions on Automatic Control. – 1995. – Vol. 40. – Pp. 419–425.
9. Кузовков, Н. Т. Модальное управление и наблюдающие устройства [текст] / Н. Т. Кузовков; М.: «Машиностроение», 1976. – 184 с.
10. Дылевский, А. В. Применение метода пространства состояний для синтеза дифференциаторов [текст] / А. В. Дылевский, Г. И. Лозгачев // Автоматика и телемеханика. – 1999. – № 9. – С. 13–20.
11. Квакернаак, Х. Линейные оптимальные системы управления [текст] / Х. Квакернаак, Р. Сиван; М.: «Мир», 1977. – 650 с.

Поступила в редакцию 15.04.09 г.

Розглядається керування пружною невизначеною електромеханічною системою, особливістю якої є наявність значного нелінійного тертя як на об'єкті керування, так і на двигуні. Для трьох варіантів комбінацій вимірювачів побудовано спостережники координат вектора стану двигуна. Синтезовано алгоритм ідентифікації опору якорного кола у реальному часі. Для цієї системи розроблено робастний комбінований регулятор зі спостережником невизначеностей. Результати аналітичних досліджень ілюструються чисельним моделюванням.

The flexible uncertain electromechanical system control, the specificity of which is the presence of significant nonlinear friction on both control object and motor, is considered. The motor state vector coordinate observers for three combination variants of measuring devices are constructed. The on-line identification algorithm of motor armature resistance is synthesized. For this system the robust combined regulator with the uncertainty observer is designed. The results of the analytic treatments are illustrated by numerical simulation.

Peculiarities of the relays intended for operating trip coils of the high-voltage circuit breakers

Parameters of the subminiature electromagnetic relays used as output elements in microprocessor relay protection, do not correspond to technical specifications on these relay protection. The reasons of this discrepancy are analyzed. Contradictions and discrepancies of the international standards in this area are considered. It is shown, that absence of clearness in standards and mistakes in technical specifications of microprocessor protection manufacturers do not allow to estimate technical parameters correctly and lead to decrease in reliability of relay protection.

1. Introduction

As it is known, the switching capacity of relay contacts is determined by the area of contact surface, contacts mass, contact force and contact gap. The higher values that these parameters have, the higher the switching capacity of the contacts is. This is why powerful contacts differ from low-power ones, first of all in regards to their dimensions and secondly in regards to their gaps. A larger and more powerful coil is needed to create a large contact force and to move heavier contacts at a greater distance. Thus, one can state that for switching more powerful loads a larger relay is needed, Fig. 1.

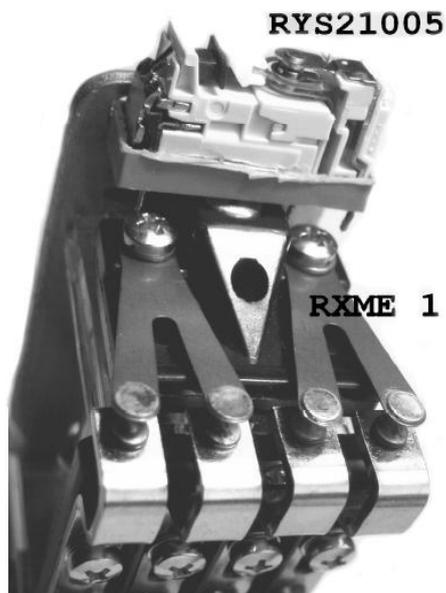


Fig. 1. Subminiature relay RYS 21005 type located on V-shaped double break high power contacts of the auxiliary relay RXME-1 type intended for controlling of CB trip coil

In old electromechanical protective relays as an element switching trip coil of high-voltage circuit breaker (CB) one used a special embedded auxiliary latching relay, with manual resetting and with an embed flag (target) indicating relay condition. This relay is called «auxiliary seal-in relay with target» and it has powerful contacts with big gap. They are especially meant for energizing up to 30A with DC voltages of 250 V.

© V. I. Gurevich 2009 p.

In next generation protective relays – electronic analogues (or «static»), made up of integrated microcircuits and transistors, there is still tendency to use large embedded output (trip) relays with powerful contacts meant for switching the circuit breaker trip coil, Fig. 2.

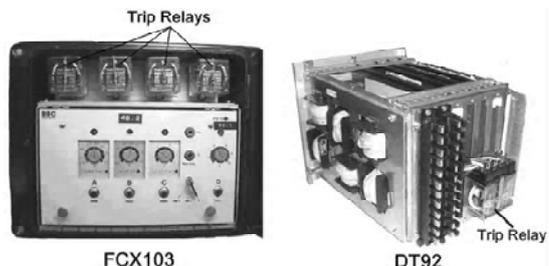


Fig. 2. Solid-state protective relays on discrete components with embedded power output relays

A new reality has appeared in the transition to the newest relay protections – microprocessor-based ones [1, 2]. Hard competition in the market and a desire to maximally reduce the size of microprocessor-based protection devices (MPD) has resulted in the usage of subminiature electromagnetic relays as output elements, Fig. 3.

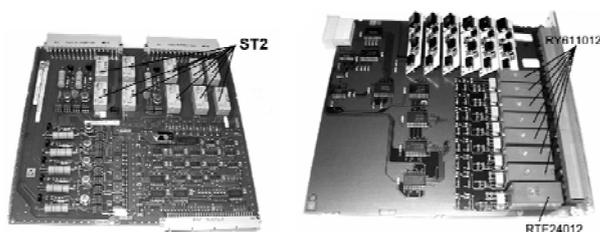


Fig. 3. Printed circuit boards of the microprocessor-based protective relays with output electromechanical relays different types

2. The object of article

The object of article is the analysis of conformity of parameters of the subminiature electromechanical relays, used as output elements in microprocessor based protection devices, to actual operation conditions and to the main standards requirements.

3. The analysis of actual operation conditions of the output relays in microprocessor protection devices

According to manufacturer documentation these relays are meant for applications in such systems as industrial automation, electronic power supplies, TV sets, domestic appliances, computers and communication systems, timers, etc. In the technical characteristics of these relays the switching capacity in DC is limited as a rule to 28–30 V and to be used only for purely active (resistive) loads. At the same time, the maximum switching power in DC (sometimes it is curved lines of switching capacity in DC) enables calculating the maximum switching current at 250 VDC, Table 1. As is clear from the table, values of these currents, even with purely resistive loads, are 20–40 times less than in AC. Regarding the switching of inductive loads in DC, this capability is not provided in technical specifications at all.

How did manufacturers of MPD manage to use miniature (i. e., low-power) relays for direct switching of CB trip coil? Is it the case that requirements to control contacts of trip coil may have been reduced? By no means! In technical specifications of all MPD, manufacturers guarantee current switching of not less than 30A at 250VDC. Probably miniature relays themselves attained such perfection that now they are able to switch inductive loads (coils) with current 30A 250VDC? Alas, technical specifications of subminiature relays used in MPD do not say anything about such abilities of miniature relays. However, engineers of manufacturing companies of these relays to whom the author addressed direct inquiries are categorical in rejecting such abilities of relays used in MPD. Then it is clear that manufacturers of MPD make such important and expensive (10–15 thousand USD) devices like MPD with trivially improper elements? Reports about tests of output relays switching capacity which were submitted on our demand by the world's largest manufacturers of MPD say that these relays have stood to the tests successfully and are acknowledged valid for application. Then where is the logic? Perhaps manufacturers of MPD conduct these tests improperly? On the contrary, MPD with these miniature output relays have functioned successfully in many world power systems for many years. Then maybe real operation conditions of these relays are much easier than

requirements mentioned in technical specification? Let us try to sort this situation out. First of all, we will examine real parameters of CB trip coils, Fig. 4.

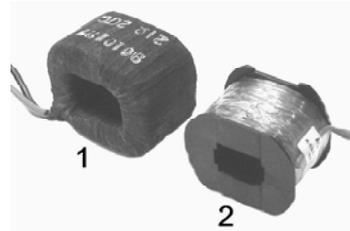


Fig. 4. Trip coils of the CB on 160–170 kV from different manufacturers: 1 – Hitachi Kokubō Works (GE-Hitachi, USA); 2 – AQ Trafo AB (Sweden)

Table 4 shows the results of measurements of general parameters of trip coils (L1, L3, L4) of high-voltage CB of several types, and also coils (L2) of special high-speed auxiliary latching relays with position fixing and manual release (lockout) which is sometimes included between protective relay and circuit breaker.

Table 2. Main parameters of trip coils to the high-voltage CB of some types and to the lockout relays

Parameter	Unit	L1	L2	L3	L4
Current, <i>I</i>	A	1,25	2,5	5	12
Inductance (coil on core), <i>L</i>	H	0,5	1,0	1,0	0,22
Resistance, <i>R</i>	Ω	200	100	50	22
Time Constant, $\tau = L/R$	ms	2,5	10	20	10
Magnetic Energy, <i>E</i>	J	0,4	3,12	12,5	15,8

The analysis of coils parameters given in the table may lead to some interesting conclusions.

Firstly, a lockout relay is the load for contacts of miniature output relays not less than CB trip coils, Fig. 5. Experiments with the relay made by the author showed that even powerful contacts of the relay (contact diameter of 6 mm, and the gap between contacts was about 8 mm) are not able to break current (with arc) their own control coil series-connected with normally closed contacts 250VDC. Only two pairs of series-connected NC contacts (see the circuit in Fig. 5.) were able to break the arc appearing at disconnection. In next modification of this relay (HEA62) even for two pairs of such powerful contacts one decided to make switching process easier and to shunt coil with special arc-suppressing circuit composed of diode and resistor. Manufacturer data given in Table 3

Table 1. Switching capability of miniature electromechanical relays using in microprocessor-based protection devices as output relays

Relay Type (Manufacturer)	Maximal Switching Power (for resistive load)		Rated Current & Voltage (for resistive load)		
	AC	DC	AC	DC	for 250 V DC
ST series (Matsusita)	2000 VA	150 W	8 A; 380 V	5 A; 30 V	0.40 A
JS series (Fujitsu)	2000 VA	192 W	8 A; 250 V	8 A; 24 V	0.35 A
RT2 (Schrack)	2000 VA	240 W	8A; 250 V	8A; 30 V	0.25 A
RYII (Schrack)	2000 VA	224 W	8A; 240 V	8A; 28 V	0.28 A
G6RN (Omron)	2000 VA	150 W	8 A; 250 V	5 A; 30 V	–
G2RL-1E (Omron)	3000 VA	288 W	12 A; 250 V	12 A; 24 V	0.30 A

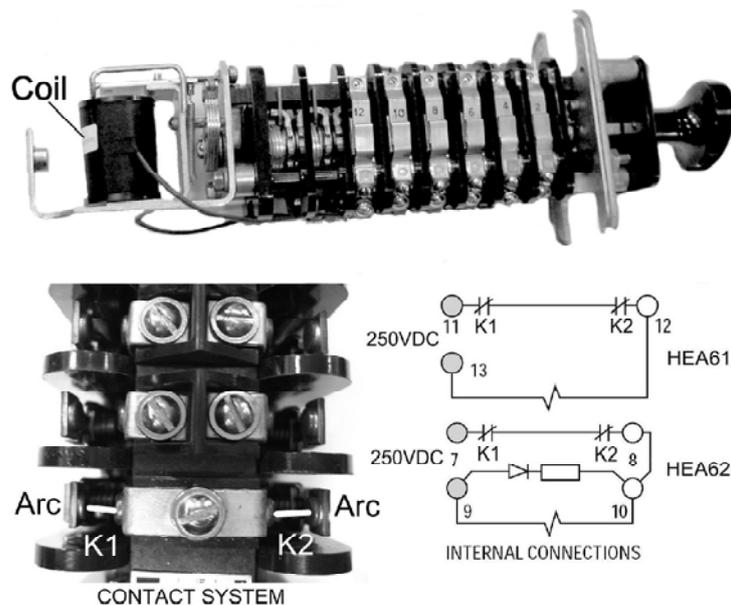


Fig. 5. Latching hand reset auxiliary relay (lockout) 12HEA61 type

[3] give a visual idea of the degree of load type influence on the switching capacity even of such powerful contacts.

Secondly, the time constant, $\tau = L/R$, which usually characterizes load type, is not a sufficiently informative value to allow conclusions of the real switching capacity of contacts. For example, Table 2 shows that in the L2 and L4 coils with the same L/R considerably different energy is reserved which is evaluated with equation [4]:

$$E_L = \int_0^I id\psi = \int_0^I Lidi = \frac{LI^2}{2},$$

where: ψ – magnetic-flux linkage; L – load inductivity; I – current in load.

Exactly this energy of magnetic field is released on the contacts during the switching process. This means that the relay contacts will be wear out differently during switching of L2 and L4 coils with the same L/R value.

Table 3. Switching capabilities for power contacts of lockout relays

Load	Current (A) for Number of contacts, connected in series		
	1	2	4
250VDC, inductive	0,7	1,75	6,5
220VAC, resistive	25	50	–
220VAC, inductive	12	25	40

Thirdly, the switched current value without indication of other parameters of inductive load (as for example, in Table 3) is not a sufficient parameter for unambiguous evaluation of the contacts switching capacity. For example, the current in the L2 coil is only two times stronger than in the L1 coil, whereas the energy reserved in L2 is almost eight times higher than the energy released during switching in L1. Experiments on these coils with fixing of

arc power on contacts verified these conclusions.

Based on the above, one proposes using this load magnetic field energy as an index characterizing inductive load. In our concrete case for nominal voltages 250VDC and 125 VDC these values will be:

$$E_{250} = 0,125I\tau,$$

$$E_{125} = 0,062I\tau,$$

where: I – current in load in amperes; τ – load time constant in milliseconds.

Thus, examination of real parameters of CB trip coils and high-speed lockout relays may lead to the conclusion that they are really serious inductive loads for contacts of protection devices, output relays.

In justifying the ability of miniature electromagnetic relays to control trip coils of high-voltage CB, the manufacturers of MPD usually refer to the fact that contacts of these relays just TURN ON the trip coil of circuit breakers. Turning off of the coil is accompanied by intensive arcing is implemented by auxiliary normally-closed contacts of the CB itself, but not by the contacts of the miniature relay. This is why it is possible to turn on powerful trip coils of high-voltage CB by means of low-power contacts of miniature relays. Is the statement unambiguous? It is well known that contact closure of electric appliances is accompanied by numerous contacts' springing after first closure and further repeated closures (the process is called «bouncing»). This fact is reflected in technical literature and standards, Fig. 6. This means that there is no «pure closure» of contacts without numerous breakings in process of relay actuation. Surely, the period of contacts being turned off (i.e., with arc burning) is minor during rebounds, but small distances between contacts in this period and the attendant compression makes the risk of contacts sticking very real. That is why in existing standards there are no great

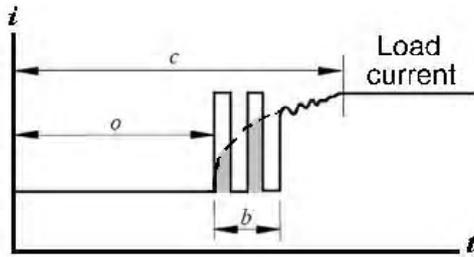


Fig. 6. Oscillogram of relay making process with contact bounce (according to IEC 61810-7): *o* – time period from coil energizing up to first contact closing; *b* – bounce time; *c* – time to stable closing

differences between the turning ON and turning OFF of circuits with inductive loads in direct current by the evaluation of contacts switching capacity. For example, for application category DC-13 (control of electromagnets, coils of solenoids and valves) according to the IEC 60947 standard the current of contacts both turning ON and turning OFF should not exceed a nominal (continuous) current, while for contacts functioning with AC, a 10-fold value of turn-ON current is accepted, Table 4.

However, the above is not the reason to conclude unambiguously that miniature relays' contacts realizing activation of trip coils of circuit breakers or coils of powerful high-speed auxiliary relays are really subjected to significant overloads. The thing is that during the activation of inductive loads the current in it grows not linearly but exponentially. This means that the load circuit breaks during contacts bouncing happen when the current is less than nominal (see Fig. 6).

On the other hand, the fact that output contacts of miniature relays in protection devices do not fail when activated for the first time, but function for a long time in real operation conditions also does not prove that these contacts function in the mode that is normal for them. It depends on the fact that even when contacts have visible arc switching failure (i. e., non-closure or non-breaking of contacts) this does not take place immediately. Rather a long process of defects accumulating on the contact surfaces takes place as a result of intensive evaporation of contact material from one contact and the transference of it to the other contact. Transient resistance of contacts increases and so does their temperature. In miniature

relays this leads to the fusion of the plastic case near contacts, contamination of contacts and further growth of transient resistance. After several thousands of these occurrences in simple relay the final welding of contacts disintegrates or a break in one of contacts takes place which appears as an absolute relay failure. As electromagnetic relays are usually meant for hundred thousands or even millions of cycles, the operating regime in which the relay fails after several thousands of commutations instead of million commutations is not acceptable and is not allowed by relay manufacturers. On the other hand, output relays in protection devices do not function with such intensity. The maximum number of actuations of these relays during their entire service life hardly exceeds several thousands. Then it is clear why relays functioning in the regime, which is abnormal for them, nevertheless provide serviceability of protection and even meet tests at factories of MPD manufacturers. MPD manufacturing companies submit always these two facts in extenuation of using miniature relays for the direct breaking of high-voltage CB. However, does it really mean there is no problem in the question? The process of relay contacts failure in the operating mode is statistical and the moment of failure depends on the number of accumulated defects and their size. This in turn is determined by concrete parameters of trip coils, frequency of MPD actuation, physical properties of the contacts construction, and the dispersion their parameters during relay assembling. The longer the relay functions, the higher the possibility of its failure and thereby the failure of protection of important power objects. Thus, the matter is not that miniature electromagnetic relay used in protection device fails right after the first actuation or after definite number of actuations, but that in the process of operation there is a steady erosion of its reliability and the strong possibility of failure grows.

4. The analysis of the international standards and the technical specifications

The above discussion brings into question the methods of miniature relays testing in conditions not provided and not authorized officially by the manufacturer, about validity criteria, etc. Perhaps, we will manage in answering to these questions and clarify the situation with

Table 4. Switching capacity of contacts depending on the type of load for control electromagnets, valves and solenoid actuators

Utilization Category IEC 60947-4	Type of current	Switching capacity of contacts in the mode of normal switching					
		Make (switching ON)			Break (switching OFF)		
		current	voltage	cosφ	current	voltage	cosφ
AC-15	AC	$10 I_N$	U_N	0,3	$10 I_N$	U_N	0,3
DC-13	DC	I_N	U_N	–	I_N	U_N	–
Switching capacity of contacts in the mode of infrequent switching							
AC-15	AC	$10 I_N$	$1,1 U_N$	0,3	$10 I_N$	$1,1 U_N$	0,3
DC-13	DC	$1,1 I_N$	$1,1 U_N$	–	$1,1 I_N$	$1,1 U_N$	–

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

Table 5. Scope and object of the standards IEC 60947-5-1 and IEEE C37.90

IEC 60947-5-1	IEEE Std. C37.90
<p>Control circuit devices and switching elements intended for controlling, signaling, interlocking, etc., of switchgear and controlgear.</p> <p>Also applies to specific types of switching elements associated with other devices (whose main circuits are covered by other standards).</p>	<p>Standard specifies for relay and relay systems used to protect and control power apparatus.</p> <p>It does not cover relays designed primarily for industrial control, for switching communication or other low-level signals, or any other equipment not intended for control power apparatus.</p>

the help of international standards in this area. What are the standards? Judging by the names, for control relays of circuit breakers trip coils two general standards suit: IEC 60947-5-1 standard (Low-voltage switchgear and controlgear. Part 5-1: Control circuit devices and switching elements. Electromechanical control circuit devices) [6] and IEEE C37.90 standard (Relays and Relay Systems Associated with Electric Power Apparatus) [7], Table 5.

The definitions given in both standards are very close; however the application area of C37.90 standard is seen as the part of wider application area of 60947-5-1 standard. A rather strange limit of C37.90 standard draws attention: exclusion of industrial automation relays and other relays not meant especially for power devices control from the area of its cover. What serious fundamental differences exist between industrial automation relays meant for control of powerful contactors coils, coils of solenoids and valves of control systems of manufacturing processes and relays meant for trip coils of circuit breakers? They have the same voltage, the same current, the same capacity! This limitation of C37.90 is not so harmless as it seems and has far-reaching consequences, as on one hand the standard describes procedure of examination of relays meant for activation of trip coils of CB, and on the other hand it excludes from the

consideration relays of industrial purpose not meant specially for power devices control. This means that this standard cannot be applied to MPD in which miniature output relays are used (originally meant for industrial automation, communication equipment or other similar equipment, but not for power devices control) as elements directly controlling trip coils of CB.

There are not less strange differences in the methods of testing of relays offered by these standards, see Table 6.

Why does C39.70 standard prescribe testing switching capacity of contacts specially meant for switching CB trip coils (i.e., significant inductive loads) on purely resistive load? Why is the turn-on current strictly specified as 30 A in this standard while the trip coils of modern breakers are meant for much lower current? Why are the criteria for relay applicability not discussed during testing? Another question that needs answering is why does switched current in IEC 60947-5-1 standard not exceed 1.1A during testing? Why isn't there a separate mode of load make without breaker (i. e., typical mode of functioning of trip relay contacts)?

An analysis of the standards' requirements for the testing of relay insulation and withstanding voltage also evokes bewilderment. For example, in IEC 60947-5-1 the list of relay parts is given with the test voltage attached. It

Table 6. Making and breaking capacities for DC load test according to IEC 60947-5-1 and IEEE C37.90 standards

IEC 60947-5-1		IEEE Std. C37.90
1	Load type: air-cored inductor in series with a resistor, $L/R < 300$ ms	Load type: active resistor
2	Switching current for Utilization category DC-13, Designation N300 – 1.1 A Any other types of applications shall be based on agreement between manufacturer and user.	Making current – 30 A
3	Number of operation – 5000 at 10 s interval	Number of operation – 2000 in sequence: 0,2 s – ON, 15 s – OFF
4	Acceptance criteria: – no electrical or mechanical failures; – no contact welding or prolonged arcing; – withstanding the power-frequency test voltage of $2U_{NOM}$, but not less than 1000 V.	Acceptance criteria: not specified

appears that this list contains no relay output contacts! IEC 60255-5 [8] considers it possible to test these contacts, but it assumes the necessity of coordinating the test voltage between manufacturer and customer.

As practice shows, in many cases the customer knows nothing about this article of the standard and does not coordinate anything with the manufacturer apart from the requirements to output relays contacts. This is why the manufacturer may indicate in technical documentation that the parameters of the protection device are in full compliance with requirements of the standard without any additional provisos.

C37.90 treats testing of output contacts of protective relays completely differently. It supports such testing, but in processes of relay manufacturing, that, in fact, it does not allow customers to test this most important parameter of relay on their own. Why? Unfortunately, the author did not manage to get clear answers to these questions even from the IEEE group responsible for this standard. Moreover, MPD manufacturers actively use these standards, refer to them in their documentation and conduct their own test based on them.

A very confused situation has emerged not only in the sphere of standards, but also in the sphere of the type tests of protective relays, conducted both by relay manufacturers and International Certifying Centre KEMA. The author was permitted to get acquainted with type test protocols of different types MPD conducted by KEMA, Siemens and ABB companies, and he discovered many strange things there, too.

For example, at Siemens switching capacity of output relays of MPD is examined using AC (instead of DC!),

and at KEMA this type of MPD testing is not conducted at all. At ABB the company tests of these contacts were conducted for protective relays of previous generations (SPAD, SPAU, SPAC series, for example) in which large auxiliary relays were used with rather powerful contacts, which were good in switching of trip coils. For protection devices of the next generation (which we are discussing) in which miniature relays were first used, such tests are even not provided in the list of test types.

Lack of preciseness in international standards results in mistakes in technical specifications of modern MPD. The author has analyzed many technical specifications of such devices, manufactured by world benchmark companies in the field, on switching capacity of output relays including: 7SD61, 7SA522 (Siemens); MiCOM P541, P546 (Areva); T60, D60, L90 (General Electric); REL561, REL670 (ABB); BEI-GPS100, BEI-CDS240 (Basler) and others. All of them contained mistakes and inaccuracies, or just lacked the most important parameters to avoid unambiguous conclusion about such relays' applicability. As an example one may consider the set of parameters given in the relay specification of Areva Company, Table 7 [9]. The author repeatedly addressed Areva and asked for explanations of these strange parameters. The first time the author got different information having no relation to the questions, and later he got no answers at all.

Conclusions

1. Currently there are no unambiguous proofs that contacts of miniature electromagnetic relays widely used in microprocessor-based protection devices function in

Table 7. The switching parameters of the output relays stated in the specification of microprocessor relays produced by AREVA

Protective relays types: Distance Line Protection (MiCOM P443) and Current Differential Protection (MiCOM P541..P546)	Parameters specified in documentation	Our comments
<i>Standard general purpose contacts:</i> Rated voltage Continuous current Short-duration current Making capacity Braking capacity: DC resistive DC inductive (L/R=50 ms) AC resistive AC inductive (PF=0,7)	300 V 10 A 30 A for 3 s 250 A for 30 ms 50 W 62.5 W 2500 VA 2500 VA	1. For such making capacity at 300 V rated voltage will obtain Making Power: 250A*300V=75.000 W (75 kilowatt!). Very difficult give credence to such capability for subminiature electromagnetic relays. 2. Higher braking capacity for DC inductive load (62,5 W) in comparison to lower braking capacity for DC resistive load (50 W) contradicts to known theory and practices.
<i>High break contacts for tripping:</i> Rated voltage Continuous current Short-duration current Making capacity Break capacity: DC resistive DC inductive (L/R = 50 ms)	300 V 10 A DC 30 A DC for 3 s 250 A DC for 30 ms 7500 W 2500 W	

the modes acceptable for them and ensure necessary reliable when switching trip coils of circuit breakers.

2. Manufacturers of miniature electromagnetic relays used in microprocessor-based protection devices should include the following parameter in technical specifications of their relays: Make without break of inductive loads at 125VDC and 250VDC in the infrequent switching mode. International standards dealing with the switching capacity of relay contacts should be amended with the parameter specifying: Make without break of inductive loads, which is in compliance with real parameters of trip coils of circuit breakers or powerful auxiliary relays. These standards should be mutually coordinated.

3. The author offers for consideration the possibility of replacing of the $\tau = L/R$ parameter with the parameter characterizing switching energy E for a different rated voltages. One should create a standard (or add a separate paragraph to existing standards) for typical symbols of set of most important parameters of relay contacts switching capacity, obligatory for inclusion in technical documentation and examples of such parameters recorded in the technical specification.

4. Requirements for the testing of relay contacts specially meant for energizing the trip coil of circuit breaker (IEEE St. C37-90) should be brought into conformity with real service conditions. Contacts applicability criteria in the testing process should include analysis of their condition to ensure the necessary reliability of switching.

5. Manufacturers of microprocessor-based protection devices should revise technical specifications in the part concerning parameters of output relays and bring them into conformity with reality.

6. Consumers of microprocessor-based protection devices should more carefully analyze specifications of the equipment bought, and demand from manufacturers

test record sheets of compliance with standards requirements.

References

1. Gurevich V. Electric Relays: Principles and Applications / V. Gurevich. – London – New York, CRC Press (Taylor & Francis Group), 2005. – 704 p.
2. Gurevich V. Nonconformance in Electromechanical Output Relays of Microprocessor-Based Protection Devices Under Actual Operation Conditions / V. Gurevich // Electrical Engineering & Electromechanics. – 2006. – Vol. 1. – Pp. 12–16.
3. HEA Multicontact Auxiliary. GE Industrial-Multilin, General Electric, Co.
4. Таев И. С. Электрические аппараты. Общая теория / Таев И. С. – М. : Энергия, 1977. – 350 с.
5. International Standard IEC 61810-7. Electromechanical elementary relays – Part 7: Test and measurement procedures. – Pp. 15–30.
6. International Standard IEC 60947-5-1. Low-voltage switchgear and controlgear Part 5-1: Control circuit devices and switching elements. Electromechanical control circuit devices. – Pp. 44–60.
7. ANSI/IEEE C37.90-1989. IEEE Standard for Relays and Relay Systems Associated with Electric Power Apparatus. – 13 p.
8. International Standard IEC 60255-5. Electrical Relays – Part 5: Insulation Coordination for Measuring Relays and Protection Equipment – Requirements and Tests. – 28 p.
9. MiCOM P543/4/5/6 Current Differential Relay. Technical Data Sheet P54x/EN TDS/A22. Areva. – 24 p.

Поступила в редакцию 26.06.07г.

После доработки 16.01.08 г.

Параметры субминиатюрных электромагнитных реле, используемых в качестве выходных элементов в микропроцессорных защитах, не соответствуют техническим спецификациям на эти защиты. Анализируются причины этого несоответствия. Рассматриваются противоречия и неточности международных стандартов в этой области. Показано, что отсутствие четкости в стандартах и ошибки в технических спецификациях производителей микропроцессорных защит не позволяют правильно оценить технические параметры и приводят к снижению надежности релейной защиты.

Параметри субмініатюрних електромагнітних реле, використовуваних як вихідні елементи в мікропроцесорних захистах, не відповідають технічним специфікаціям на ці захисти. Аналізуються причини цієї невідповідності. Розглядаються протиріччя й неточності міжнародних стандартів у цій області. Показано, що відсутність чіткості в стандартах і помилки в технічних специфікаціях виробників мікропроцесорних захистів не дозволяють правильно оцінити технічні параметри й приводять до зниження надійності релейного захисту.

УДК 621.311

М. В. Панасенко, Ю. П. Гончаров, В. Г. Сиченко

Проблеми електромагнітної сумісності підсистем електричної тяги постійного струму і використання засобів силової електроніки для їх вирішення

Розглянуті проблеми електромагнітної сумісності підсистеми електричної тяги постійного струму (тягового електропостачання та електрорухомого складу) та їх вирішення засобами силової електроніки.

1. Аналіз стану проблеми і постановка задачі дослідження

Електрична тяга постійного струму напругою 3 кВ має розповсюдження на залізницях світу та України на рівні з електричною тягою змінного струму промислової частоти напругою 25 кВ [1]. Її підсистеми: тягове електропостачання та електрорухомий склад, не зважаючи на використання порівняно низької величини напруги в тяговій мережі, мають кращі деякі енергетичні характеристики у порівнянні з підсистемами електричної тяги змінного струму. Так, в підсистемі тягового електропостачання постійного струму (ТЕПС) порівняно простіше вирішується задача симетричного навантаження фаз зовнішньої живлячої енергомережі, в той час як в підсистемі тягового електропостачання змінного струму промислової частоти (ТЕЗС) ця проблема ще чекає свого вирішення [2]. Щодо електрорухомого складу постійного струму, то, не зважаючи на порівняно низький рівень живлячої напруги, його коефіцієнт корисної дії є дещо вищим коефіцієнта корисної дії електрорухомого складу змінного струму [3]. Ці позитивні чинники, а також той факт, що електрорухомий склад постійного струму є дешевшим електрорухомого складу змінного струму, дають можливість говорити ще про довге «життя» електричної тяги постійного струму напругою 3 кВ на залізницях України (не зважаючи навіть на те, що підсистема ТЕПС є дещо дорожчою існуючої підсистеми ТЕЗС 25 кВ). Отже, ще на довготривалий час задача подальшого підвищення ефективності підсистем електричної тяги постійного струму буде вельми актуальною для залізниць України. Важливою складовою цієї задачі (поряд з енергетичними і надійнісними проблемами) є проблема електромагнітної сумісності. При цьому електромагнітну сумісність підсистем електричної тяги необхідно розглядати у більш широкому аспекті, а саме, як з боку виключення негативного впливу підсистем електричної тяги (тягового електропостачання та електрорухомого складу) на пристрої залізничної автоматики, зв'язку та інші суміжні пристрої, так і з боку виключення негативного впливу на якість споживаємої електроенергії та негативного впливу однієї підсистеми електричної тяги на іншу, а також на систему зовнішнього електропостачання. Це стосується роботи системи електричної тяги як в тяговому режимі, так і її гальмівного режиму. Відзначимо, що окремі питання покращення електромагнітної сумісності підсистем електричної тяги постійного струму, щодо конкретного їх аспекту, були предметом досліджень фахівців в галузі електричного транспорту [4–12]. Однак, цілісного підходу до розробки заходів по підвищенню електромагнітної сумісності підсистем електричної тяги постійного струму залізниць України поки що не має. Одним із напрямків по вирішенню проблем електромагнітної сумісності підсистем електричної тяги постійного струму в рамках розширеного її аспекту є використання досягнень силової електроніки.

Метою даної статті є окреслення найбільш доцільних схемотехнічних рішень для вирішення проблем електромагнітної сумісності тягових підстанцій постійного струму з зовнішньою трифазною електромагнітною і тяговою мережею та тягової асинхронної електродопередачі електрорухомого складу постійного струму з тяговою мережею засобами силової електроніки.

Метою даної статті є окреслення найбільш доцільних схемотехнічних рішень для вирішення проблем електромагнітної сумісності тягових підстанцій постійного струму з зовнішньою трифазною електромагнітною і тяговою мережею та тягової асинхронної електродопередачі електрорухомого складу постійного струму з тяговою мережею засобами силової електроніки.

2. Засоби силової електроніки для покращення електромагнітної сумісності тягових підстанцій постійного струму

Основною ланкою нового покоління тягових підстанцій постійного струму залізниць України, яка визначає на сьогоднішній день їх електромагнітну сумісність з зовнішньою живлячою електромережею трифазного струму і тяговою мережею постійного струму, є дванадцятипульсний тяговий перетворювальний агрегат на основі двох діодних трифазних мостів [13]. У порівнянні з шестипульсними діодними випрямлячами він має відносно низький рівень вищих гармонік в мережевому струмі і випрямленій напрузі та коефіцієнт потужності на стороні живлячої мережі на рівні $0,95 \div 0,96$ [5]. Однак ці характеристики суттєво погіршуються при переході на тиристорні мости [7, 14] з метою надання перетворювальним агрегатам регульованих властивостей для забезпечення оптимального керування живленням тягової мережі [15].

З урахуванням жорстких вимог сучасних стандартів до електромагнітної сумісності тягових перетворювальних агрегатів підстанцій постійного струму з живлячою і тяговою мережами можна стверджувати, що тиристорні випрямлячі у своєму класичному виконанні, (які працюють в режимі стабілізації напруги на шинах тягової підстанції), не забезпечують потрібного рівня якості перетворення електроенергії трифазного

© М. В. Панасенко, Ю. П. Гончаров, В. Г. Сиченко 2009 р.

змінного струму в постійний струм. Це стосується як несинусоїдальності мережевих струмів і генерованої потужності, так і гармонічного складу випрямленої напруги і достатньо великої інерційності (до 10 мс) переходу агрегата із випрямного (тягового) в інверторний (рекуперативний) режими або режим нульової вихідної напруги (струмообмежувальний).

Компенсація реактивної потужності і близька до синусоїди форма мережевого струму в перетворювальних агрегатах, побудованих на дванадцятипульсних тиристорних випрямлячах (як некомпенсованих, так і компенсованих), забезпечуються при використанні силового активного фільтра (САФ) на основі автономного інвертора напруги (АІН) з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ), тобто при використанні засобу силової електроніки [16] (рис. 1, а, б).

Однак, такий підхід до вирішення проблеми електромагнітної сумісності перетворювальних агрегатів із зовнішньою трифазною енергомережею приводить до значного збільшення встановленої потужності електрообладнання тягових підстанцій і не вирішує задачу забезпечення якісною електроенергією тягової мережі. Останнє потребує для забезпечення електромагнітної сумісності перетворювального агрегату з тяговою мережею установки на виході перетворювального агрегата вельми потужних багатоланкових резонансно-аперіодичних LC-фільтрів [17].

Принципово новий рівень електромагнітної сумісності тягового перетворювального агрегата з живлячою і тяговою мережами може бути реалізований при переході на випрямлячі напруги з широтно-імпульсним регулюванням (ШІР-випрямлячі) [18, 19].

Відмітимо, що сьогодні цей засіб силової електроніки ще не може бути ефективно реалізованим на потужностях перетворювальних агрегатів, задіяних на підсистемах тягового електропостачання постійного струму залізниць у зв'язку з відсутністю на ринку силової елек-

троніки достатньо потужних високовольтних повністю керованих напівпровідникових приладів з робочою частотою перемикачів 1 і більше кГц. Однак, такі ШІР-випрямлячі можуть ефективно використовуватися вже сьогодні для вирішення електромагнітної сумісності тягових перетворювальних агрегатів при використанні їх в якості реверсивного вольтододатка дванадцятипульсних випрямлячів вольтододаткового типу [6, 7].

Так, використання для дванадцятипульсного напівкерованого випрямляча вольтододаткового типу в якості реверсивного вольтододатка ШІР-випрямляча з двоквadrантними ключами знакозмінної напруги на основі запираємих напівпровідникових приладів (рис. 2), працюючого в режимі однополярної синусоїдальної ШІМ, дає можливість на сучасній елементній базі силової електроніки при збільшенні встановленої потужності перетворювача вольтододаткового типу на 20–25% у порівнянні з встановленою потужністю чисто діодного (або діодно-тиристорного чи тиристорного) дванадцятипульсного випрямляча реалізувати при прийнятних величинах встановленої потужності додаткового фільтро-компенсуючого електрообладнання практично повну електромагнітну сумісність тягової підстанції постійного струму з живлячою і тяговими мережами в робочих (сталих) і аварійних (перехідних) режимах роботи [7, 21–24].

Як показують розрахунки, за допомогою дванадцятипульсного напівкерованого випрямляча з реверсивним запираємих вольтододатком, виконаного на сучасній елементній базі силової електроніки, забезпечується необхідний рівень електромагнітної сумісності при приблизно на 30 % меншій масі Г-подібного вихідного LC-фільтру та без установки додаткових фільтрів-пробок. Подальше зниження маси Г-подібного LC-фільтру при збереженні рівня електромагнітної сумісності обмежується необхідністю придушення гармонік з частотою ШІМ вольтододатка, яка може ре-

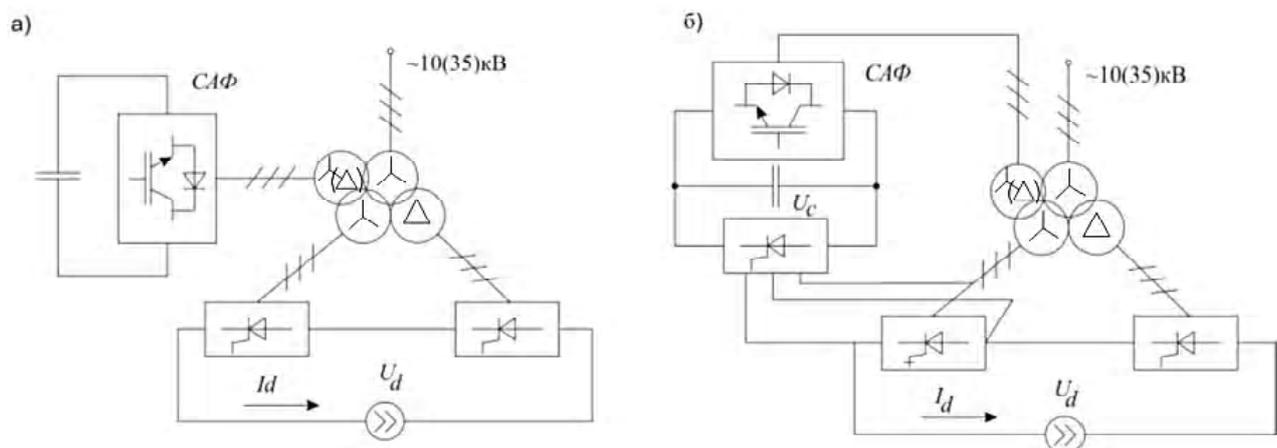


Рис. 1. Структурні схеми силових ланцюгів дванадцятипульсних тиристорних випрямлячів з коефіцієнтом потужності, близьким до одиниці і синусоїдальною формою мережевого струму: а) некомпенсованого; б) компенсованого

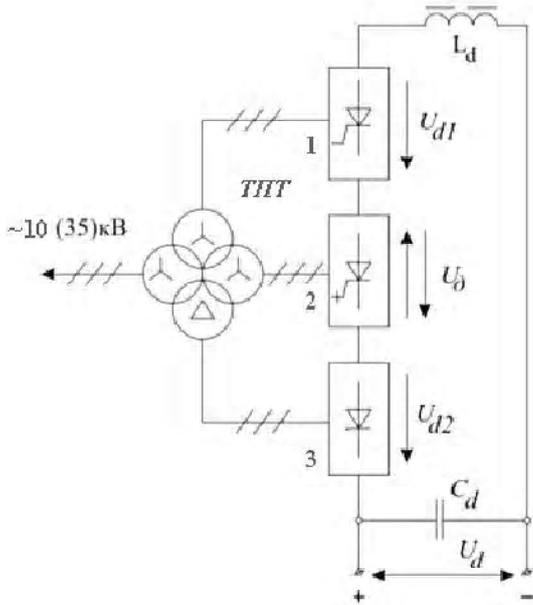


Рис. 2. Структурна схема силових ланцюгів дванадцятипульсного напівкерованого випрямляча вольтододаткового типу з реверсивним вольтододатком на основі ШІР-випрямляча: ТПТ – тяговий перетворювальний трансформатор; 1, 3 – трифазні мостові комутатори (1– тиристорний, 3– діодний) основного дванадцятипульсного випрямляча; 2 – трифазний комутатор запираємого вольтододатка; L_d-C_d – вихідний Г-подібний аперіодичний фільтр

ально реалізуватися в межах 1200–1800 Гц, а також комбінаційних гармонік більш низької частоти, генерованих вольтододатком при його роботі в якості активного фільтра. Всі ці гармоніки приходяться на пік

пософометричної кривої [17] і отже, повинні придушуватися. Ця перешкода на шляху подальшого зниження маси Г-подібного вихідного LC-фільтра усувається при використанні в якості вихідного фільтра гібридного фільтра на основі малопотужного активного фільтра паралельного типу [32]. Один з варіантів такого гібридного фільтра (ГФ) на базі автономного інвертора струму для використання на тягових підстанціях постійного струму з дванадцятипульсними випрямлячами вольтододаткового типу показаний на рис. 3.

3. Засоби силової електроніки для покращення електромагнітної сумісності електрорухомого складу постійного струму

Аналіз тягового струму електрорухомого складу постійного струму з асинхронними тяговими двигунами (АТД) показує, що такий електрорухомий склад є генератором дуже широкого спектру гармонійних складових цього струму, а саме: складових кратних частоті ШІМ напруги АІН; складових кратних частоті живлячої напруги АТД, складових, кратних цим частотам [25], а також, низькочастотних складових, обумовлених коливаннями моменту на валах АТД [26]. Ці гармонійні складові тягового струму відіграють роль завад для пристроїв залізничної автоматики, телемеханіки і зв'язку, працюючих як у підтональному (0–300 Гц), так і у тональному (300–3400 Гц) та надтональному (3,5–6 кГц) діапазонах частот [27, 28].

Традиційним засобом забезпечення електромагнітної сумісності електрорухомого складу постійного струму з АТД є установка на вході тягової електропередачі пасивного вхідного LC-фільтра [29], параметри ємності C і індуктивності L якого визначаються із умови [30]:

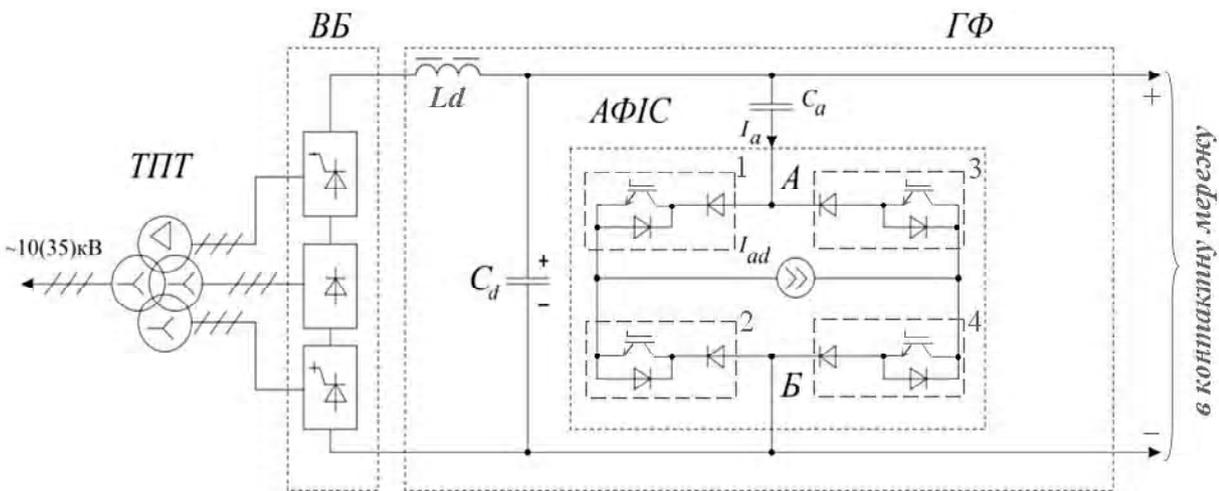


Рис. 3. Структура гібридного фільтра (ГФ) з активним фільтром паралельного типу на базі автономного інвертора струму (АФІС): ТПТ – тяговий перетворювальний трансформатор; ВБ – вентиляний блок на основі дванадцятипульсного напівкерованого випрямляча вольтододаткового типу; L_d-C_d – вихідний пасивний LC-фільтр; 1–4 – двох-квadrантні ключі знакозмінної напруги комутатора силового активного фільтра; C_a – конденсатор, що блокує протікання в АФІС постійної складової струму

$$f_{\text{резLC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} \leq f_{\text{гран}}^- \quad (1)$$

де $f_{\text{резLC}}$ – резонансна частота LC-фільтра;
 $f_{\text{гран}}^-$ – нижня гармонійна частота робочого діапазону пристроїв залізничної автоматики, яка, у відповідності [30], для залізниць приймається рівною 21 Гц.

Однак, як показали експериментальні дослідження роботи російського електровоза ЕП10 на лініях постійного струму, при використанні одноланкового пасивного LC-фільтра з параметрами, розрахованими у відповідності з (1), позбавитися низькочастотних гармонійних складових у тяговому струмі, шкідливих як з частоти, так і з амплітуди, з точки зору нормальної роботи залізничної автоматики, не вдається [9].

Повна компенсація у тяговому струмі вищих гармонік, генерованих електрорухомим складом постійного струму, може бути досягнута при використанні активного фільтра в якості вхідного фільтра тягової асинхронної електропередачі [31]. Схемотехнічною основою цього фільтра може бути оборотний ШІМ-перетворювач з ємнісним накопичувачем електроенергії, працюючий з частотою модуляції $f_{\text{ШІМ}}$, яка визначається із умови [7]

$$f_{\text{ШІМ}} \geq 2 f_{\text{гран}}^+ \quad (2)$$

де $f_{\text{гран}}^+$ – верхня гармонійна частота робочого діапазону пристроїв залізничної автоматики, яка у відповід-

ності з загальноприйнятою практикою [33] дорівнює 2000 Гц.

Значним обмеженням у використанні чисто активних фільтрів, як засобів силової електроніки для забезпечення електромагнітної сумісності електрорухомого складу постійного струму з АТД є те, що їх встановлена потужність повинна бути практично рівною з потужністю тягового автономного інвертора напруги, і отже, з урахуванням необхідності забезпечення їх вельми високої частоти ШІМ, буде мати дуже високу вартість.

Більш доцільним з економічної точки зору засобом силової електроніки для забезпечення електромагнітної сумісності електрорухомого складу постійного струму з АТД є використання на вході тягової асинхронної електропередачі гібридних фільтрів [10, 31] на основі поєднання пасивного LC-фільтра з активним фільтром послідовного типу, але суттєво менших потужностей [11]. Принцип дії такого гібридного фільтра полягає в тому, що для придушення низькочастотних (як канонічних, так і неканонічних) гармонік тягового струму використовується силовий активний фільтр (САФ) послідовного типу, а для придушення високочастотних гармонік тягового струму, обумовлених частотами ШІМ перетворювача і самого САФ, використовується індуктивність L силового пасивного LC-фільтра. Спрощений варіант силової схеми гібридного фільтра із елементами системи курування його активною складовою стосовно частотнорегульованого тягового електропривода (ЧР ТЕП) електрорухомого складу постійного струму, наведений на рис. 4 [12].

При забезпеченні чисто пасивним або гібридним

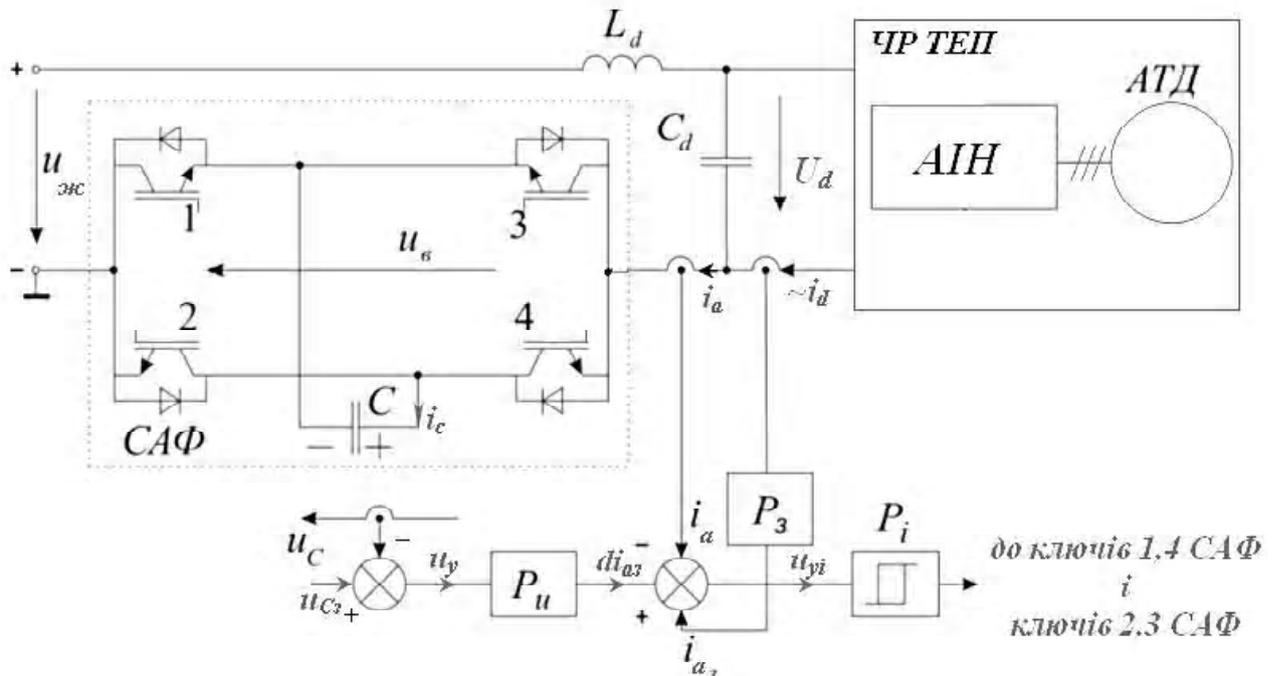


Рис. 4. Гібридний вхідний фільтр ЧР ТЕП електрорухомого складу постійного струму: $u_{\text{жс}}$ – напруга живлення; L_d - C_d – силовий вхідний пасивний фільтр; 1–4 – двоквADRANTні ключі знакозмінного струму комутатора силового активного фільтра (САФ); C – ємнісний енергонакопичувач; $u_{\text{в}}$ – вихідна напруга САФ; i_c – струм енергонакопичувача; $i_{\text{в}}$ – вхідний струм САФ; P_u – регулятор напруги на енергонакопичувачі; u_{c_2} – сигнал завдання для напруги на енергонакопичувачі; $i_{\text{в}}$ – сигнал завдання для вхідного струму САФ; P_3 – регулятор сигналу завдання для струму; $\sim i_d$ – струм гармонійної завади, генерованої ТЕП; P_i – слідкуючий регулятор струму

фільтром в сталих режимах роботи тягової асинхронної електропередачі потужністю ≥ 1 МВт електромагнітної сумісності практично однакового рівня, маса гібридного фільтра є в декілька разів меншою у порівнянні з чисто пасивним фільтром. При цьому придушення амплітуд гармонік тягового струму в діапазоні частот від 1 до 150 Гц в гібридному фільтрі збільшується більш як на порядок [9, 11].

Але, не зважаючи на простоту, працездатного гібридного фільтра для тягових асинхронних електропередач магістрального електрорухомого складу постійного струму ще не створено. Це обумовлено специфікою роботи таких тягових асинхронних електропередач, а саме:

- широкий частотний спектр гармонік, генерованих ЧР ТЕП, до якого додаються і гармоніки ШІМ активного фільтра;
- жорсткі зовнішні впливи у вигляді перевантажень зі струмом і перенапруг, які виникають у перехідних і аварійних режимах;
- змінний характер параметрів тягової мережі електроживлення, зокрема, коливання в широких межах значень індуктивності контактної мережі відносно електрорухомого складу;
- незадовільні для активного фільтра динамічні властивості асинхронного тягового двигуна як наван-

таження.

На думку авторів, подальше удосконалення наведеної структури гібридного фільтра (рис. 4) стосовно її використання на електрорухомому складі постійного струму у блоці забезпечення електромагнітної сумісності (БЕМС) може бути досягнуто шляхом впровадження наступних пропозицій:

1) введення додаткового вузла короткочасного струмообмеження (КСО), забезпечуючого захист САФ від перевантажень за струмом, і, одночасно, обмеження аварійних струмів і перенапруг в схемі автономного інвертора напруги;

2) використання резонансного принципу фільтрації гармонік з частотою ШІМ активного фільтра, забезпечуючого ефективно придушення цих гармонік в існуючому діапазоні зміни індуктивності контактної мережі;

3) введення додаткових елементів керування для підвищення стійкості проти низькочастотних автоколивань і для компенсації впливу постійних часу асинхронного двигуна.

Блок забезпечення електромагнітної сумісності тягової асинхронної електропередачі електрорухомого складу постійного струму на основі гібридного фільтра з системою керування активною фільтрацією, в якому реалізовані вищенаведені пропозиції, показаний на рис. 5.

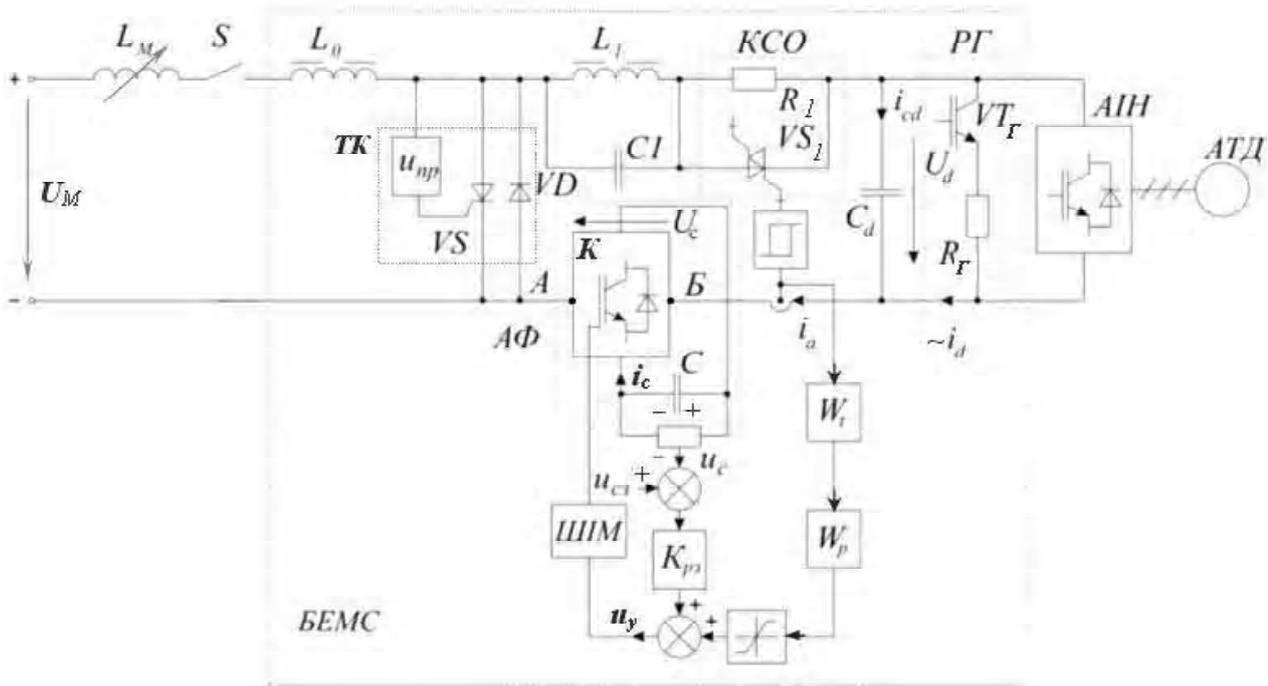


Рис. 5. Блок електромагнітної сумісності (БЕМС) з системою керування активною фільтрацією для асинхронної тягової електропередачі електрорухомого складу постійного струму: U_M , L_M – параметри, замінюючи контактну мережу постійного струму; S – головний вимикач; TK – тиристорний короткозамикач на основі одно операційного тиристора VS , зворотного діода VD і елемент управління u_{np} , задаючий поріг спрацювання короткозамикача з напруги; L_0 , L_1 – секції дроселя LC-фільтра; C_d – конденсатор LC-фільтра; C_1 – резонансний конденсатор; КСО – вузол короткочасного струмообмеження (VS_1 – запираємий чотирикватратний ключ; R_1 – резистор струмообмеження); РГ – реостатне гальмо (VT_r – транзисторний ключ, R_r – реостата Г); АФ – активний фільтр (K – комутатор АФ; C – конденсатор енергонакопичувача АФ); ШІМ – ШІМ-контролер; W_p і K_p – передаточні функції регуляторів у каналі гармонік і каналі енергонакопичувача; W_t – передаточна функція фільтра верхніх частот (ФВЧ); u_{cs} – сигнал завдання для напруги енергонакопичувача; u_c – сигнал, пропорційний напрузі U_c на енергонакопичувачі; АИИ – комутатор трифазного мостового автономного інвертора напруги; АТД – трифазний асинхронний тяговий двигун

Висновки

1. Враховуючи жорсткість вимог сучасних стандартів до гармонійного складу мережевого і тягового струмів та до коефіцієнту потужності нелінійних споживачів, якою є і система електричної тяги постійного струму, проблеми електромагнітної сумісності тягового електропостачання і електрорухомого складу постійного струму не можна вирішити традиційними заходами і засобами.

2. Розвиток силової електроніки, посилюючи проблеми електромагнітної сумісності підсистем електричної тяги, в той же час, створює умови для розробки ефективних засобів підвищення її електромагнітної сумісності з живлячою і тяговою мережами.

3. Найбільш доцільним на сьогоднішній день технічним рішенням забезпечення електромагнітної сумісності тягових підстанцій постійного струму є використання дванадцятипульсних випрямлячів з реверсивним запираємим вольтододачком, працюючим у режимі активної фільтрації низькочастотних гармонік вихідної напруги та вихідних фільтрів, виконаних на основі активних фільтрів паралельного типу, для придушення високочастотних гармонік в тяговому струмі.

4. Найбільш доцільним технічним рішенням забезпечення електромагнітної сумісності електрорухомого складу постійного струму є використання в тягових асинхронних електропередачах блоку забезпечення електромагнітної сумісності, виконаних з гібридним фільтром на основі активного фільтра послідовного типу, в якому низькочастотні гармоніки придушуються активною ланкою, а високочастотні – пасивною ланкою.

5. Ефективне впровадження засобів силової електроніки для вирішення проблем електромагнітної сумісності системи електричної тяги постійного струму потребує подальшого дослідження поведінки і взаємного впливу однієї підсистеми на іншу в перехідних та аварійних режимах роботи.

Перелік посилань

1. Корниенко, В. В. Электрификация железных дорог. Мировые тенденции и перспективы [Текст] / В. В. Корниенко, А. В. Котельников, В. Т. Доманский. – Киев : Транспорт Украины, 2004. – 196 с.
2. Бурков, А. Т. Выбор рода тока и уровня напряжения электрического транспорта новых поколений: материалы Международного симпозиума «Eltrans'2001» [Текст] / А. Т. Бурков. – Санкт-Петербург : ПГУПС, 2002. – С. 37–40.
3. Курбасов, А. С. Система электрической тяги XXI века [Текст] / А. С. Курбасов // Железные дороги мираю. – 1999. – № 4. – С. 19–22.
4. Про електромагнітну сумісність електрифікованих залізничних ліній постійного струму [Текст] / І. В. Анохов та ін. // Залізничний транспорт України. – 2000. – № 2. – С. 10–12.
5. Двенадцатипульсовые полупроводниковые выпрямители тяговых подстанций [Текст] / под ред. М. Г. Шалимова. – М. : Транспорт. – 1990. – 127 с.
6. Хворост, М. В. Базові положення теорії випрямлячів-стабілізаторів напруги для перетворювальних агрегатів головних тягових підстанцій метрополітенів з повздовжньою лінією постійного стру-

- му [Текст] / М. В. Хворост // Научн.-техн. сборник «Коммунальное хозяйство городов», № 60, Киев : Техника, 2004. – С. 236–247.
7. Гончаров, Ю. П. Полупроводниковый преобразователь с вольтадобавкой в качестве активного фильтра [Текст] / Ю. П. Гончаров, Н. В. Панасенко, В. В. Замаруев. – Технічна електродинаміка. Тем. вип. «Силовая електроніка та енергоефективність», част. 2, 2007. – С. 112–117.
8. Сиченко, В. Г. До питання розробки активного фільтра тягової підстанції постійного струму [Текст] / В. Г. Сиченко, В. А. Зубенко, М. П. Бадьор. // Залізничний транспорт України, № 5, 2006. – С. 39–41.
9. Сорин, Л. Н. Оценка эффективности пассивных и активных фильтров для статических преобразователей электроподвижного состава [Текст] / Л. Н. Сорин, А. И. Лещев, В. В. Литовченко. // Известия вузов. Электромеханика, № 1, 2003. – С. 61–68.
10. Хворост, Н. В. Построение входного фильтра блока электромагнитной совместимости тяговой асинхронной электропередачи метровагона [Текст] / Н. В. Хворост, В. С. Никулин, М. А. Капустян. – Збірник наукових праць УкрДАЗТ, вип. 69, Харків : 2005. – С. 115–127.
11. Хворост, Н. В. Оценка эффективности гибридного фильтра блока электромагнитной совместимости тяговой электропередачи метровагона и контактной сети питания метрополитена [Текст] / Н. В. Хворост, В. С. Никулин. – Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті, № 4, 2006. – С. 97–100.
12. Хворост, Н. В. Силовые активные фильтры для систем частотно-регулируемого привода на электрическом транспорте [Текст] / Н. В. Хворост, Ю. П. Гончаров, Ю. В. Чурсина. – Технічна електродинаміка. Тем. вип. «Силовая електроніка та енергоефективність», част. 1, 2006. – С. 19–26.
13. Андриенко, П. Д. Диодные выпрямители нового поколения на ток 3150 А напряжение 3300В для магистральных железных дорог [Текст] / П. Д. Андриенко, А. Г. Ильин, В. Ф. Наконечный. – Тезисы I Международной научно-практической конф. «Трансэлектро-2007», Крым, Мисхор, 03.10–06.10 2007. – с. 2.
14. Хворост, М. В. Підвищення ефективності дванадцятипульсових випрямлячів тягових перетворювальних агрегатів метрополітенів з повздовжньою високовольтною лінією живлення постійного струму [Текст] / М. В. Хворост. – Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті, № 3, 2004. – С. 50–54.
15. Андреев, В. Н. Современные схмотехнические, конструктивные и технологические решения устройств тягового электроснабжения. Обеспечение их наладки и эксплуатации [Текст] / В. Н. Андреев, А. В. Мизинцев, А. Д. Кондаков. – Материалы Международного симпозиума «Eltrans'2001», СПб, ПГУПС, 2002. – С. 106–107.
16. Жемеров, Г. Г. Новый класс преобразователей переменного напряжения в питающую, электромагнитно совместимых с питающей сетью [Текст] / Г. Г. Жемеров, Е. И. Сокол, Д. С. Крылов. –

- Технічна електродинаміка. Тем. вип. «Силова електроніка та енергоефективність», част. 1, 2001. С. 3 – 8.
17. Бурков, А. Т. Электронная техника и преобразователи [Текст] / А. Т. Бурков. – М. : Транспорт, 2001. – 464 с.
 18. Зиновьев, Г. С. Основы силовой электроники [Текст] / Г. С. Зиновьев. – Новосибирск, НГТУ, 2004. – 672 с.
 19. Статичні перетворювачі тягового рухомого складу [Текст] / за ред. Ю. П. Гончарова. – Харків : НТУ «ХПІ», 2007. – 192 с.
 20. Хворост, М. В. Силові схеми перетворювальних агрегатів головних тягових підстанцій метрополітену з повздовжньою лінією живлення [Текст] / М. В. Хворост, В. В. Божко. – Електротехніка і електромеханіка, № 1, 2005. – С. 106–109.
 21. Панасенко, Н. В. Обратимый преобразователь вольтодобавочного типа для тяговых подстанций электрифицированных железных дорог [Текст] / Н. В. Панасенко, В. В. Божко, Ю. П. Гончаров. // Залізничний транспорт України, № 4, 2007. – С. 76 – 80.
 22. Гончаров, Ю. П. Перетворювач з вольтоподатком на повністю керованих напівпровідникових приладах для тягових підстанцій постійного струму [Текст] / Ю. П. Гончаров, М. В. Панасенко, В. В. Божко. – Електротехніка і енергетика, № 2, 2007. – С. 12–17.
 23. Самсонкин, В. М. Энергоэффективный преобразовательный агрегат с функциями фильтрации выходного напряжения тяговой подстанции системы электроснабжения постоянного тока напряжением 3 кВ [Текст] / В. М. Самсонкин, Н. В. Панасенко, Ю. П. Гончаров. – Тезисы докладов I Международной научн.-практ. конференции «Трансэлектро-2007», Крым, Мисхор, 03.10–06.10.2007. – с. 57.
 24. Гончаров, Ю. П. Тяговый выпрямляч з реверсивним вольтоподатком на запираємих напівпровідникових приладах [Текст] / Ю. П. Гончаров, М. В. Панасенко, В. В. Божко. – Технічна електродинаміка, № 2, 2008. – С. 16–21.
 25. Сорин, Л. Н. Повышение эффективности электроприводов новых поколений на основе применения современных информационных технологий [Текст] / Л. Н. Сорин. – Автореферат дисс. на соиск. ученой степени докт. техн. наук, М. : МИИТ, 2005. – 40 с.
 26. Кривякін, Г. Б. Колісно-моторний блок з опорно-осьовою підвіскою асинхронного тягового двигуна для електровозу з конструкційною швидкістю 160км/год [Текст] / Г. Б. Кривякін. – Автореферат дис. на здобуття наук. ступіня канд. техн. наук, Харків, НТУ «ХПІ», 2007. – 21 с.
 27. Чапурнова, С. В. Сравнительная оценка отказов в работе телемеханики различных поколений устройств электроснабжения Октябрьской железной дороги [Текст] / С. В. Чапурнова. – Материалы Международного симпозиума «Eltrans'2002», СПб, ПГУПС, 2003. – С. 244–249.
 28. Гаврилюк, В. И. Методика испытаний новых типов подвижного состава на электромагнитную совместимость с устройствами железнодорожной автоматики [Текст] / В. И. Гаврилюк, В. Г. Сыченко, А. И. Миргородская. – Тезисы докладов I Межд.научн.-практ.конференции «Трансэлектро-2007», Крым, Мисхор, 03.10–06.10.2007. – с. 16.
 29. Электроподвижной состав с асинхронными тяговими двигателями [Текст] / под ред. Н. А. Розанова. – М. : Транспорт, 1991. – 336 с.
 30. Лещев, А. И. Оценка эффективности пассивных фильтров для статических преобразователей ЭПС [Текст] / А. И. Лещев, К. Н. Сулова. // Сб. научн. трудов «Электровозостроение», т. 44, Новочеркасск, ОАО ВЭЛНИИ, 2002. – С. 242–248.
 31. Применение гибридных фильтров для улучшения качества электроэнергии [Текст] / под ред. Г. М. Муштафа. – Электричество, № 10, 1995. – С. 33–39.
 32. Сыченко, В. Г. Силовой активный фильтр для тяговой подстанции постоянного тока [Текст] / В. Г. Сыченко, В. А. Зубенко. – 7-й Международный симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии. Материалы симпозиума. Санкт-Петербург. 26–29.06. 2007 г. С. 66–69.
 33. Уильямс, Т. ЭМС для разработчиков продукции [Текст] / Т. Уильямс. – М. : Издательский дом Технологии, 2003. – 540 с.

Поступила в редакцию 24.11.08 г.

После доработки 03.05.09 г.

Рассмотрены проблемы электромагнитной совместимости подсистемы электрической тяги постоянного тока (тягового электроснабжения и электроподвижного состава) и их решение средствами силовой электроники.

The authors discussed the problems of electromagnetic compatibility of direct-current electric traction subsystem (traction power supply and electro - rolling stock) and their solution by power electronics facilities.

О. О. Матусевич

Система захисту інформаційних повідомлень телемеханічних комплексів керування пристроями тягового електропостачання залізниць

Запропоновано методику побудови системи захисту інформації комплексів керування тяговим електропостачанням електрифікованих залізниць.

Вирішення першочергових задач, які стоять перед електрифікованими залізницями України, неможливе без забезпечення стійкої і надійної роботи тягового електропостачання електричного транспорту. Тому при ускладненні технологічних процесів і режимів роботи залізниць у сучасних умовах експлуатації необхідно удосконалення та підвищення надійності комплексів керування системою тягового електропостачання, що функціонують в умовах внутрішніх та зовнішніх загроз, під якими розуміються потенційно можливі події, дії, процеси, які можуть привести до відмов комплексу.

На електрифікованих залізницях України в даний час застосовуються сучасні інформаційно-керуючі телемеханічні комплекси «Граніт-мікро», «Дніпро – 2000», «Лоза – 2000» та інші. Дані комплекси керування тяговим електропостачанням залізниць побудовані на новій технологічній основі і сучасних технологічних засобах. Вказані системи забезпечують не тільки автоматизацію керування технологічним процесом, але і дозволяють вирішити питання організаційно-економічного управління, діагностики устаткування тягових підстанцій, аналізу інформації і формування енергооптимальних рішень при управлінні [1]. Широкомасштабне використання обчислювальної техніки і телекомунікаційних систем в даних комплексах, збільшення об'ємів оброблюваної інформації і розширення кола користувачів приводять до якісно нових можливостей несанкціонованого доступу до ресурсів і даних інформаційної системи, до їх високої уразливості. Ефективність механізмів захисту інформаційних активів (команди телекерування, телесигналізації, телевимірювань, обліку електроенергії, реєстрації аварійної інформації, організації автоматизованих робочих місць диспетчерів, тощо) в значній мірі залежить від реалізації ряду принципів [2]:

1. Механізми захисту слід проектувати одночасно з розробкою інформаційно-керуючих телемеханічних комплексів, а це дозволить забезпечити їх своєчасну інтеграцію в обчислювальне середовище систем керування тяговим електропостачанням і скорочення витрат на організацію та забезпечення захисту.

2. Питання захисту слід розглядати комплексно в рамках єдиної системи захисту інформаційних активів систем керування тяговим електропостачанням залізниць.

Інформація, як сукупність знань про фактичні дані і залежності між ними, стала стратегічним ресурсом,

вона – основа для вироблення будь-якого рішення. Тому захист інформаційних активів телемеханічних комплексів керування тяговим електропостачанням, будучи складною, наукоємкою і багатогранною проблемою по суті, в умовах впровадження сучасних інформаційних технологій, створення розподілених обчислювальних систем і мереж зв'язку керуванням електропостачанням електрифікованих залізниць, набуває особливої гостроти.

Сучасні обчислювальні системи можуть працювати в мультипрограмному режимі (одночасно вирішується декілька завдань керування тяговим електропостачанням залізниць), в мультипроцесорному режимі (створюються умови для вирішення програми завдання декількома паралельно працюючими ПЕОМ, процесорами, число яких визначається кількістю контрольованих пунктів), а також в режимі розділення часу, коли до інформаційних ресурсів одночасно може звертатися велика кількість абонентів (багаторівнева система керування тяговим електропостачанням). При таких режимах роботи в пам'яті комп'ютерів одночасно можуть зберігатися програми і масиви даних різних користувачів або серверами одночасно підтримуватиме зв'язок значне число абонентів. В цьому випадку необхідне вирішення як проблем фізичного захисту інформації, так і захист її від користувачів, які несанкціоновано уклинюються в обчислювальний процес. В той же час, циркулюючи в територіально розподілених системах і мережах керування тяговим електропостачанням залізниць інформація стає уразливою у зв'язку із зростанням різноманіття загроз несанкціонованого її отримання і використання.

Необхідно враховувати, що під захистом інформації розуміють захист не тільки комп'ютерної інформації, але і безліч інших аспектів, наприклад: захист каналів телемеханічного зв'язку, захист фізичних об'єктів інформаційної системи (диспетчерські і контрольовані пункти), технічний захист інформації на об'єктах інформаційної системи (диспетчерські і контрольовані пункти), придушення побічних електромагнітних випромінювань і багато інше [3].

– по-перше, зрозуміти, що є інформаційна система, яку необхідно захищати, які пред'являються вимоги до її захисту, а також необхідно розглянути існуючий досвід створення подібних систем і причини порушення їх безпеки.

– по-друге, необхідно визначити, які функції захисту і яким чином повинні бути реалізовані, і як вони

протидіють погрозам і усувають причини порушення безпеки стійкої і надійної роботи тягового електропостачання електричного транспорту.

Проте, великий об'єм наявних публікацій про захист інформації не дозволяє сформулювати чітке уявлення про те, як же приступити до створення системи захисту інформаційних повідомлень комплексів керування тяговим електропостачанням залізниць з урахуванням властивих ним особливостей і умов функціонування. Поняття системності полягає не просто в створенні відповідних механізмів захисту, а є регулярним процесом, здійснюваним на всіх етапах життєвого циклу інформаційної системи. При цьому всі засоби, методи і заходи, використані для захисту інформації, об'єднуються в єдиний цілісний механізм – систему захисту.

Відомо, що основою або складовими частинами практично будь-якої системи (у тому числі і системи захисту інформації) є [4]:

- нормативно-правова і наукова база;
- структура і завдання органів;
- організаційні заходи і методи;
- програмно-технічні способи і засоби.

Далі виділимо основні напрями в загальній проблемі забезпечення безпеки інформаційних технологій. Напрями формуються виходячи з конкретних особливостей інформаційної системи як об'єкту захисту. Згідно проведеного аналізу експлуатаційної надійності комплексів керування різних поколінь розробку системи захисту комплексів необхідно проводити з наступних основних напрямів [5]:

- захист каналів зв'язку;
- захист центрально прийомо-передавальної

станції (ЦППС) диспетчерського пункту (ДП), ПЕОМ контрольованих пунктів (КП) та програмного продукту;

- захист функціональних модулів (ФМ) комплексу;
- захист системи керування від внутрішніх та зовнішніх силових дій;
- захист об'єктів інформаційної системи ДП (ЦППС), КП.

Але оскільки кожен з цих напрямів базується на перерахованих вище основах, то ці основи і напрями нерозривно зв'язані один з одним.

Автором запропонована методика (послідовність кроків) побудови системи захисту інформації комплексів керування тяговим електропостачанням електрифікованих залізниць. Ця методика в рівній мірі може бути застосована для всіх вище вказаних напрямів захисту інформації сучасних телемеханічних комплексів і припускає наступну послідовність дій, дивись рис. 1.

Вказана послідовність дій повинна здійснюватися безперервно по замкнутому циклу з проведенням відповідного аналізу стану системи захисту інформації і уточненням вимог до неї після кожного кроку.

Висновки

Для керування системою електропостачання на електрифікованих залізницях України в даний час застосовуються сучасні інформаційно-керуючі телемеханічні комплекси, які побудовані на новій технологічній основі і сучасних технологічних засобах. Широкомасштабне використання обчислювальної техніки і телекомунікаційних систем в даних комплексах



Рис. 1. Безперервний цикл створення системи захисту інформації комплексів керування тягового електропостачання залізниць

приводять до якісно нових можливостей несанкціонованого доступу до ресурсів і даних інформаційної системи, до їх високої уразливості. В цьому випадку необхідне вирішення як проблем фізичного захисту інформації, так і захист її від користувачів, які несанкціоновано уклінуються в обчислювальний процес. Для вирішення цього питання:

1. Автором розроблена методика побудови системи захисту інформації комплексів керування тяговим електропостачанням електрифікованих залізниць.

2. Для забезпечення захисту комплексу керування тяговим електропостачанням від загроз необхідно узгоджене застосування різнорідних заходів захисту (організаційно – правових, технічних, програмних). Обґрунтоване поєднання цих заходів і є системою захисту комплексу керування тяговим електропостачанням електричного транспорту від внутрішніх та зовнішніх загроз.

Перелік посилань

1. Аналіз роботи господарства електрифікації та електропостачання в 2006 році [Текст] / Міністерство транспорту та зв'язку України. Державна адміністрація залізничного транспорту. Головне уп-

равління електрифікації та електропостачання. – К. : ТОВ «НВП Поліграфсервіс», 2007. – 197 с.

2. Яковлев В. В. Информационная безопасность и защита информации в корпоративных сетях железнодорожного транспорта [Текст] / В. В. Яковлев, А. А. Корниенко. – М. : УМК МПС России, 2002. – 327 с.
3. Матусевич А. А. Основные направления и методы повышения надежности аппаратуры и защиты информации телемеханических комплексов тягового электроснабжения железных дорог [Текст] / А. А. Матусевич // Вісник Дніпропетровського національного університету залізничного транспорту. – 2007. – № 15. – С. 32–35.
4. Хорошко, В. А. Методы и средства защиты информации [Текст] / В. А. Хорошко, А. А. Чекатков – К. : «ЮНИОР», 2003. – 501 с.
5. Матусевич А. А. Анализ надежности существующей системы телемеханики на Приднепровской железной дороге [Текст] / А. А. Матусевич, В. Г. Кузнецов // Залізничний транспорт України. – 2007. – № 5. – С. 72–73.

Поступила в редакцию 25.03.09 г.

Предложена методика построения системы защиты информации комплексов управления тяговым электроснабжением электрифицированных железных дорог.

The author proposed the method of protective system construction for management complexes of traction power supply railways.

УДК 621.313

А. А. Петков

Особенности формирования испытательного импульса тока при его идентификации набором контролируемых параметров и интегралом действия

Рассмотрен вопрос формирования испытательных импульсов тока, заданных амплитудно-временными параметрами и интегралом действия. Предложен метод выбора элементов генератора при нечетком определении контролируемых параметров формируемого импульса тока.

Введение

Процесс совершенствования электротехнического, электронного и микропроцессорного оборудования обязательно включает аспект повышения его устойчивости к воздействиям различных электромагнитных факторов, сопровождающих все жизненные циклы оборудования. Одним из наиболее значимых факторов этого класса является разряд молнии. Особая важность проверки устойчивости авиационного оборудования на прямое поражение молнией нашла отражение в разработке ряда международных и национальных нормативных документов, например [1, 2].

Особенностью воздействия разрядов молнии яв-

ляется то, что имеющие при этом место процессы (электромагнитные, электротермические и электродинамические), наряду с амплитудно-временными параметрами (АВП) импульса тока, определяются такой его характеристикой, как интеграл действия [2, 3]. Это влечет за собой ряд проблем при разработке и создании генераторов импульсов тока (ГИТ), моделирующих ток прямого поражения разрядом молнии. Одной из задач, возникающих на стадии проектирования ГИТ, является выбор параметров разрядной цепи, позволяющей формировать импульс тока при его идентификации АВП и интегралом действия.

Выбор элементов традиционной схемы ГИТ для формирования импульса тока, заданного только на-

бором контролируемых АВП, осуществляется с использованием метода безразмерных характеристик, который изначально был применен при расчетах генераторов импульсов напряжения [4] и модифицирован для расчетов ГИТ при известной емкости и одному из наборов контролируемых АВП [5]. Дальнейшее развитие метод получил в работах [6, 7].

В настоящее время в литературе освещены также вопросы анализа параметров генерируемых импульсов тока, в том числе расчета интеграла действия [3, 8]. Выбор параметров ГИТ для одного из вариантов соотношения контролируемых параметров и интеграла действия рассмотрен в [9].

Однако при проектировании ГИТ имеется ряд практических проблем, решение которых не нашли отражение в известных источниках. К ним, в первую очередь, следует отнести учет нечеткого задания контролируемых АВП, которое имеет место при наличии широких допусков на значения АВП [2], и необходимости получить импульс тока с минимально возможным временем нарастания или максимально возможным временем спада значений в пределах допусков. В первом случае, наряду с термическим воздействием, может быть исследовано влияние наведенных на объекте напряжений и токов с предельными значениями. Во втором – реакция объекта на возникающие электродинамические усилия.

Второй проблемой является отсутствие общего метода определения параметров ГИТ при идентификации импульса тока контролируемых АВП и интегралом действия.

Целью настоящей статьи является разработка метода выбора параметров разрядной цепи генератора импульсов тока в условиях нечеткого задания амплитудно-временных параметров импульса тока и его интеграла действия.

Материалы и методика исследования

Для традиционного исполнения ГИТ, разрядная цепь которого представима последовательным RLC контуром, рассмотрим ряд соотношений, связывающих контролируемые АВП параметры и интеграл действия униполярного апериодического импульса тока, с коэффициентами следующего выражения, определяющего изменение значений тока во времени:

$$i(t) = I_{nr} (e^{-\beta_1 t} - e^{-\beta_2 t}), \quad (1)$$

где $i(t)$ – значение тока в момент t ; нормирующий множитель – $I_{nr} > 0$; постоянные экспонент, характеризующие соответственно нарастание и спад значений импульса тока, связаны соотношением $\beta_2 > \beta_1 > 0$.

Для дальнейшего анализа преобразуем (1) к виду

$$i(t) = I_{nr} e^{-\beta_1 t} [1 - e^{-\beta_1 (\beta_2/\beta_1) t}], \quad (2)$$

где диапазон возможного изменения отношения постоянных экспонент определяется соотношением $1 < \beta_2/\beta_1 < \infty$.

Приравняв производную по времени выражения (1) нулю, определим время достижения импуль-

сом тока максимального значения

$$t_{\max} = \frac{\ln(\beta_2/\beta_1)}{\beta_1(\beta_2/\beta_1 - 1)}. \quad (3)$$

Подставляя (3) в (2), находим максимальное значение импульса тока в виде

$$i_{\max} = I_{nr} \exp(-A) [1 - (\beta_2/\beta_1)^{-1}], \quad (4)$$

где $A = \frac{\ln(\beta_2/\beta_1)}{\beta_2/\beta_1 - 1}$.

Как видно из (4), максимальное значение импульса тока не зависит от конкретных значений постоянных экспонент, а зависит только от их отношения.

Выражение для полного интеграла действия получим, интегрируя квадрат выражения (1) в интервале времени от 0 до ∞ .

$$J = \int_0^{\infty} i(t)^2 dt = I_{nr}^2 \frac{1}{\beta_1} \left[\frac{1}{2} - \frac{2}{1 + \beta_2/\beta_1} + \frac{1}{2(\beta_2/\beta_1)} \right]. \quad (5)$$

Как видно из (5), полный интеграл действия зависит от меньшей постоянной β_1 , характеризующей спад значений импульса тока и отношения постоянных экспонент.

Можно показать, что для вычисления временных контролируемых параметров импульса тока имеют место следующие соотношения.

Для времени нарастания импульса тока от значения $0,1i_{\max}$ до $0,9i_{\max}$

$$T_{H(0,1;0,9)} = \frac{\ln 9}{\beta_2 B}, \quad (6)$$

где $B = 1 + 2,87(\beta_2/\beta_1)^{-0,67}$.

При $\beta_2/\beta_1 \geq 1,01$ относительная погрешность вычисления по (6) $\delta < 2\%$.

Для времени достижения на спаде значения импульса тока на уровне $0,01i_{\max}$

$$T_{C0,01} = -\frac{\ln 0,01}{\beta_1} D, \quad (7)$$

где $D = 1 + 0,59(\beta_2/\beta_1)^{-0,86}$.

При $\beta_2/\beta_1 \geq 1,01$ относительная погрешность вычисления по (7) $\delta < 5\%$, при $\beta_2/\beta_1 \geq 2$ относительная погрешность вычисления $\delta < 2\%$.

Соотношения (6) и (7) получены расчетно-аналитическим путем, исходя из предельных значений выражения (1) при $\beta_2 = \infty$ и $\beta_1 = 0$, с дальнейшим учетом реального отношения β_2/β_1 посредством введения выражений для B и D , полученных аппроксимацией расчетных данных. Как видно из (6) и (7), вре-

мя нарастания определяется большей постоянной β_2 и отношением постоянных экспонент, а время спада – меньшей постоянной β_1 и отношением постоянных экспонент.

Отметим, что как показано в [9], интеграл действия тока, вычисленный за промежуток времени от 0 до $T_{C0,01}$ для импульса вида (1), с большой точностью может быть принят равным полному интегралу действия, определяемому по (5), а именно, $J(T_{C0,01}) = J(\infty) = J$. Это позволяет в дальнейшем оперировать выражением (5).

Анализ (4), (5) и (7) показывает, что можно установить непосредственную связь между интегралом действия J , максимальным значением тока i_{max} и временем спада $T_{C0,01}$. Для этого в (7) подставим величину β_1 , определенную из (5), и далее, величину I_{nr} , определенную из (4). В результате после преобразования получим зависимость, связывающую время достижения на спаде импульса значения $0,01i_{max}$, интеграл действия, максимальное значения тока в импульсе и отношение постоянных β_2/β_1

$$T_{C0,01} = -J \frac{\ln 0,01}{i_{max}^2} \exp(-2A)ND, \quad (8)$$

где $N = 2 + \frac{2}{\beta_2/\beta_1}$.

Разделив почленно выражение (7) на (6), получим

$$\frac{T_{C0,01}}{T_{H(0,1;0,9)}} = -\frac{\ln 0,01}{\ln 9} \frac{\beta_2}{\beta_1} DB. \quad (9)$$

Далее, подставим выражение (8) в (9) и после преобразования получим зависимость, связывающую время нарастания импульса тока от значения $0,1i_{max}$ до $0,9i_{max}$, интеграл действия, максимальное значение тока в импульсе и отношение постоянных β_2/β_1

$$T_{H(0,1;0,9)} = J \frac{\ln 9 \exp(-2A)N}{i_{max}^2 B(\beta_2/\beta_1)}. \quad (10)$$

Применяя к выражениям (6) и (8) предельные переходы, получим соотношения, приведенные в табл. 1, которые позволяют определять границы изменения временных параметров импульса тока при заданных значениях интеграла действия J и максимального значения тока i_{max} .

На рис. 1 и рис. 2 показаны зависимости временных параметров, вычисленных по выражениям (8) и (10) для А-составляющей импульса тока молнии с учетом предельных допусков на значение интеграла действия и максимального значения тока [2].

Из приведенных графиков видно, что они имеют монотонный характер, а также то, что при заданном

Таблица 1

Обозначение	Значение отношения постоянных экспонент	
	$\beta_2/\beta_1 \rightarrow 1$	$\beta_2/\beta_1 \rightarrow \infty$
$\lim T_{H(0,1;0,9)}$	$0,307 \frac{J}{i_{max}^2}$	$\lim_{\beta_2 \rightarrow \infty} \frac{2,2}{\beta_2} = 0$
$\lim T_{C0,01}$	$3,85 \frac{J}{i_{max}^2}$	$9,21 \frac{J}{i_{max}^2}$

диапазоне изменения i_{max} и J существует только ограниченный интервал соотношений $T_{H(0,1;0,9)}$ и $T_{C0,01}$.

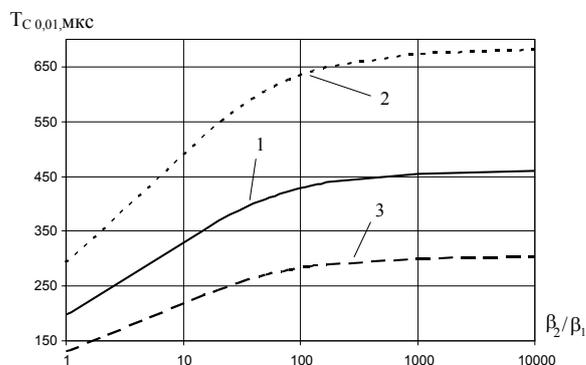


Рис. 1. Изменение времени нарастания импульса тока:

- $J = 2 \cdot 10^6 A^2 \cdot c, i_{max} = 2 \cdot 10^5 A;$
- $J = 2,4 \cdot 10^6 A^2 \cdot c, i_{max} = 1,8 \cdot 10^5 A;$
- $J = 1,6 \cdot 10^6 A^2 \cdot c, i_{max} = 2,2 \cdot 10^5 A$

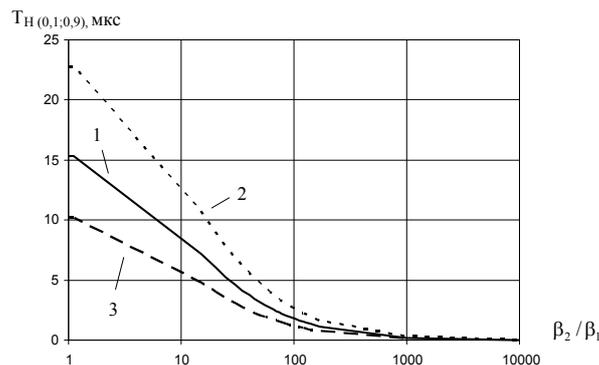


Рис. 2. Изменение времени спада импульса тока:

- $J = 2 \cdot 10^6 A^2 \cdot c, i_{max} = 2 \cdot 10^5 A;$
- $J = 2,4 \cdot 10^6 A^2 \cdot c, i_{max} = 1,8 \cdot 10^5 A;$
- $J = 1,6 \cdot 10^6 A^2 \cdot c, i_{max} = 2,2 \cdot 10^5 A$

Используем полученные выше выражения для решения задачи выбора параметров ГИТ.

Теоретическое обоснование и анализ полученных результатов

Постановка задачи. Пусть для аperiodического импульса тока заданы границы диапазонов допустимого изменения интеграла действия и максимального значения тока в виде

$$J_H \leq J \leq J_B, \tag{11}$$

$$i_H \leq i_{\max} \leq i_B, \tag{12}$$

где индекс «H» означает нижнюю границу, «B» – верхнюю.

Требуется найти такое отношение β_2/β_1 , для которого наряду с (11) и (12) одновременно выполняются следующие условия для диапазонов допустимого изменения временных параметров импульса тока:

$$T_{HH} \leq T_{H(0,1;0,9)} \leq T_{HB}, \tag{13}$$

$$T_{CH} \leq T_{C0,01} \leq T_{CB}. \tag{14}$$

где T_{HH} , T_{HB} – соответственно нижняя и верхняя границы допустимого диапазона изменения времени нарастания; T_{CH} , T_{CB} – соответственно нижняя и верхняя границы допустимого диапазона изменения времени спада.

Используя соотношения, приведенные в табл. 1, определим предельные значения временных параметров импульса тока, который может быть сформирован при заданных значениях интеграла действия и максимального значения тока

$$T_{HH}^* = 0 < T_{H(0,1;0,9)} < T_{HB}^* = 0,307 \frac{J_B}{i_H^2}, \tag{15}$$

$$T_{CH}^* = 3,85 \frac{J_H}{i_B^2} < T_{C0,01} < T_{CB}^* = 9,21 \frac{J_B}{i_H^2}, \tag{16}$$

где величины со звездочкой означают осуществимые границы интервалов временных параметров импульса тока, определенные из соотношений табл. 1 с использованием (11) и (12).

Возможные варианты взаимного расположения заданных и осуществимых временных интервалов, определенных соответственно по (13), (14) и (15), (16), показаны на рис. 3 и рис. 4.

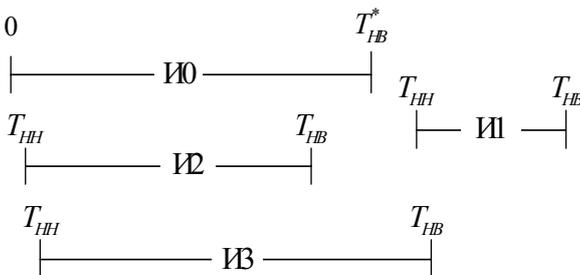


Рис. 3. Варианты взаимного расположения интервалов для времени нарастания

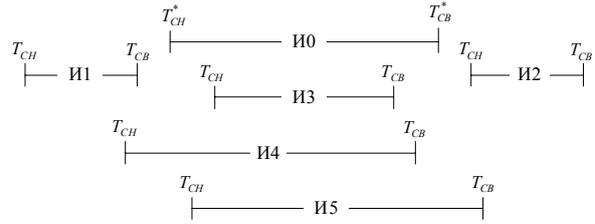


Рис. 4. Варианты взаимного расположения интервалов для времени спада

В случае, если для интервалов времени нарастания $T_{H(0,1;0,9)}$ имеет место взаиморасположение И0-И1, показанное на рис. 3 ($T_{HB}^* < T_{HH}$), то импульс тока с заданным временем нарастания при выполнении условий для i_{\max} и J не может быть сформирован в традиционной схеме ГИТ. Для остальных вариантов взаиморасположения интервалов границы расчетного интервала имеют вид

$$T_{HHP} = T_{HH}, \tag{17}$$

$$T_{HBP} = \text{MIN}(T_{HB}, T_{HB}^*), \tag{18}$$

где $\text{MIN}(\cdot)$ – функция, определяющая наименьшее значение аргументов.

Аналогично, в случае если для интервалов времени спада значений $T_{C0,01}$ имеет место взаиморасположение И0-И1 и И0-И2, показанное на рис. 4 ($T_{CB} < T_{CH}^*$, $T_{CB}^* < T_{CH}$), то импульс тока с заданным временем спада при выполнении условий для i_{\max} и J не может быть сформирован в традиционной схеме ГИТ. Для остальных вариантов взаиморасположения интервалов границы расчетного интервала имеют вид

$$T_{CBP} = \text{MIN}(T_{CB}, T_{CB}^*), \tag{19}$$

$$T_{CHP} = \text{MAX}(T_{CH}, T_{CH}^*), \tag{20}$$

где $\text{MAX}(\cdot)$ – функция, определяющая наибольшее значение аргументов.

Проведенная процедура позволяет определить возможность отдельного выполнения условий для временных параметров (13) и (14). В результате проводимых преобразований границ интервалов мы получаем расчетные интервалы изменения временных параметров тока, в которых может иметь решение задача одновременного удовлетворения требований к временным параметрам. Определим условия одновременного выполнения этих требований.

Используя (8) и (10), найдем отношения β_2/β_1 , соответствующие найденным границам расчетных интервалов из решения следующих уравнений:

– отношение, соответствующее верхней границе расчетного интервала времени спада – $(\beta_2/\beta_1)_{CB}$ из

$$T_{CBP} = -J_B \frac{\ln 0,01}{i_B^2} \exp(-2A)ND, \quad (21)$$

– отношение, соответствующее нижней границе расчетного интервала времени спада – $(\beta_2/\beta_1)_{CH}$ из

$$T_{CHP} = -J_H \frac{\ln 0,01}{i_B^2} \exp(-2A)ND, \quad (22)$$

– отношение, соответствующее верхней границе расчетного интервала времени нарастания – $(\beta_2/\beta_1)_{HH}$ из

$$T_{HBP} = J_B \frac{\ln 9 \exp(-2A)N}{i_H^2 B(\beta_2/\beta_1)}, \quad (23)$$

– отношение, соответствующее нижней границе расчетного интервала времени нарастания – $(\beta_2/\beta_1)_{HB}$ из

$$T_{HHP} = J_H \frac{\ln 9 \exp(-2A)N}{i_B^2 B(\beta_2/\beta_1)}. \quad (24)$$

Учитывая монотонный характер изменения временных параметров от β_2/β_1 (см. рис. 1 и рис. 2), каждое из приведенных уравнений имеет лишь одно решение, которое находится известными способами решения нелинейных уравнений, например [10].

Сопоставим интервалы изменения β_2/β_1 для времени нарастания и времени спада. Возможные варианты их взаиморасположения показаны на рис. 5.

В случае, если для интервалов β_2/β_1 имеет место взаиморасположение И0-И1 и И0-И2 $[(\beta_2/\beta_1)_{HH} > (\beta_2/\beta_1)_{CB}, (\beta_2/\beta_1)_{HB} < (\beta_2/\beta_1)_{CH}]$, то

импульс тока с заданным временем спада при выполнении условий для i_{max} и J не может быть сформирован в традиционной схеме ГИТ. Для остальных вариантов взаиморасположения расчетных границ отношения имеют вид

$$(\beta_2/\beta_1)_{PH} = MAX [(\beta_2/\beta_1)_{HH}, (\beta_2/\beta_1)_{CH}], \quad (25)$$

$$(\beta_2/\beta_1)_{PB} = MIN [(\beta_2/\beta_1)_{HB}, (\beta_2/\beta_1)_{CB}]. \quad (26)$$

В расчетном интервале изменения отношения $[(\beta_2/\beta_1)_{PH}, (\beta_2/\beta_1)_{PB}]$ одновременно удовлетворяются все требования, предъявляемые к импульсу тока. При известном отношении β_2/β_1 значения β_1 и β_2 можно найти из (6) и (7), а величину нормирующего множителя I_{nr} – из (4).

Применение изложенных выше материалов покажем на следующем примере.

Требования, предъявляемые к А-компоненте импульса тока, имитирующего прямое воздействие молнии, согласно [2] имеют вид: максимальное значение тока – $i_{max} = 200 \pm 20$ кА, интеграл действия – $J = 2 \cdot 10^6 \pm 4 \cdot 10^5$ А²·с, время достижения на спаде значения импульса тока на уровне $0,01i_{max} - T_{C0,01} \leq 500$ мкс, время нарастания импульса тока от значения $0,1i_{max}$ до $0,9i_{max} - T_{H(0,1;0,9)} < 50$ мкс. Тогда заданными границами диапазона допустимого изменения интеграла действия и максимального значения тока следует считать $J_H = 1,6 \cdot 10^6$ А²·с, $J_B = 2,4 \cdot 10^6$ А²·с, $i_H = 1,8 \cdot 10^5$ А, $i_B = 2,2 \cdot 10^5$ А.

Границы диапазонов допустимого изменения временных параметров импульса тока представим исходя из требований к А-компоненте в следующем виде (для

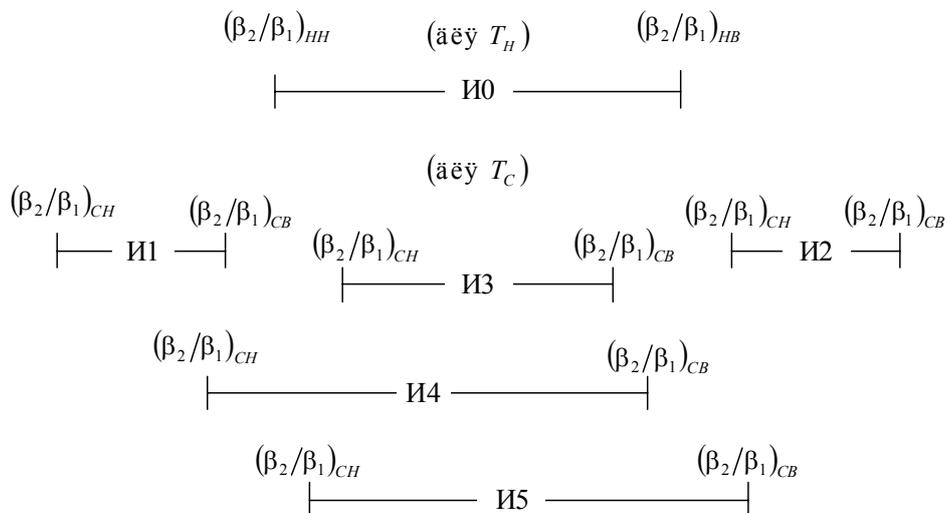


Рис. 5. Варианты взаимного расположения интервалов для β_2/β_1

определенности нижнюю границу времени нарастания примем меньшей на два порядка верхней, а нижнюю границу времени спада равной верхней границе времени нарастания): $T_{HH} = 5 \cdot 10^{-7}$ с, $T_{HB} = 5 \cdot 10^{-5}$ с, $T_{CH} = 5 \cdot 10^{-5}$ с, $T_{CB} = 5 \cdot 10^{-4}$ с.

Используя соотношения, приведенные в табл. 1, определим осуществимые границы интервалов временных параметров импульса тока.

$$T_{HH}^* = 0, T_{HB}^* = 2,27 \cdot 10^{-5} \text{ с}, T_{CH}^* = 1,24 \cdot 10^{-4} \text{ с}, \\ T_{CB}^* = 6,28 \cdot 10^{-4} \text{ с}.$$

Далее, по (17)–(20) определяем границы расчетных интервалов.

$$T_{HHP} = 5 \cdot 10^{-7} \text{ с}, T_{HBP} = 2,27 \cdot 10^{-5} \text{ с}, \\ T_{CHP} = 1,27 \cdot 10^{-4} \text{ с}, T_{CBP} = 5 \cdot 10^{-4} \text{ с}.$$

Найдем отношения β_2/β_1 , соответствующие найденным границам расчетных интервалов из решения уравнений (21)–(24).

$$(\beta_2/\beta_1)_{CB} = 11,58; (\beta_2/\beta_1)_{CH} = 0,85; (\beta_2/\beta_1)_{HB} = 261,4, \\ (\beta_2/\beta_1)_{HH} = 1,104.$$

Расчетные границы отношения определим по соотношениям (25) и (26).

$$(\beta_2/\beta_1)_{PH} = 1,104; (\beta_2/\beta_1)_{PB} = 11,58.$$

Для данного интервала области возможных сочетаний АВП и интеграла действия могут быть определены по рис. 1 и рис. 2 исходя из отношения β_2/β_1 . Выбор конкретных значений АВП параметров импульса тока и параметров его аналитического описания определяется целью проводимых испытаний.

Поставим задачу сформировать импульс тока с минимальным значением времени нарастания. Учитывая ниспадающую зависимость времени нарастания от отношения β_2/β_1 (см. рис. 2) и соотношение (10), можно утверждать, что минимальное значение времени нарастания будет иметь место при $\beta_2/\beta_1 = 11,58$; $J = 1,6 \cdot 10^6 \text{ А}^2 \cdot \text{с}$; $i_B = 2,2 \cdot 10^5 \text{ А}$ и составляет $T_{H(0,1;0,9)\min} = 5,51 \cdot 10^{-6}$ с. Из (6) находим $\beta_2 = 2,56 \cdot 10^5 \text{ с}^{-1}$, затем $\beta_1 = 2,21 \cdot 10^4 \text{ с}^{-1}$ и далее из (4) $I_{nr} = 3,03 \cdot 10^5 \text{ А}$. При этом длительность спада, определенная по (7), составляет $T_{C0,01} = 2,23 \cdot 10^{-4}$ с.

Поставим задачу сформировать импульс тока с максимальным значением времени спада. Учитывая возрастающий характер зависимости времени спада от отношения β_2/β_1 (см. рис. 1) и соотношение (8), можно утверждать, что максимальное значение времени спада будет иметь место при $\beta_2/\beta_1 = 11,58$; $J = 2,4 \cdot 10^6 \text{ А}^2 \cdot \text{с}$; $i_B = 1,8 \cdot 10^5 \text{ А}$ и составляет

$T_{C0,01\min} = 5 \cdot 10^{-4}$ с. Из (7) находим $\beta_1 = 9,87 \cdot 10^3 \text{ с}^{-1}$, затем $\beta_2 = 1,14 \cdot 10^5 \text{ с}^{-1}$ и, далее, из (4) $I_{nr} = 2,48 \cdot 10^5 \text{ А}$. При этом длительность нарастания, определенная по (6), составляет $T_{H(0,1;0,9)} = 1,23 \cdot 10^{-5}$ с.

Таким образом, в результате расчетов получены параметры аналитического описания импульса тока, имеющего заданные АВП и интеграл действия. Дальнейший выбор эквивалентных параметров разрядной цепи ГИТ традиционного исполнения при известных параметрах аналитического описания импульса тока не представляет сложности и может быть произведен с использованием методик, изложенных в [7, 11].

Выводы

1. Получены соотношения, связывающие временные контролируемые параметры аperiodического импульса тока с параметрами его аналитического описания, а также максимальным значением тока и полным интегралом действия.

2. Выведены соотношения, определяющие границы изменения временных параметров в зависимости от интеграла действия и максимального значения тока импульса.

3. Предложен метод выбора параметров разрядной цепи традиционной схемы генератора при идентификации аperiodического импульса тока контролируемыми амплитудно-временными параметрами и интегралом действия в условиях их нечеткого задания.

4. Определены предельные значения временных параметров А-составляющей импульса тока молнии, которые могут быть получены при использовании генератора импульсов тока традиционного исполнения.

Перечень ссылок

1. Electromagnetic environmental effects requirements for systems: MIL-STD-464A. Department of defense interface standard USA. – AMSC F7489, Area EMCS. – [Doing from 2002-12-19]. – 2002. – 121 P.
2. Условия эксплуатации и окружающей среды для бортового авиационного оборудования. Требования, нормы и методы испытаний. Раздел 23.0. Прямое воздействие молнии: КТР-ВВФ (DO-160D/ED-14D). – М. : Издательство стандартов – С. 258–273 – (Квалификационные требования России).
3. Кужекин И. П. Испытательные установки и измерения на высоком напряжении / И. П. Кужекин. – М. : Энергия, 1980. – 136 с.
4. Vondenbuch A. Beitrag zur Berechnung von StoЯschaltungen mit zwei Energiespeichern / A. Vondenbuch // Elektrotechnische Zeitschrift (ETZ). – 1959. – Ausgabe A. Bd. 80. Heft 18. – S. 617–622.
5. Ашнер А. М. Получение и измерение импульсных высоких напряжений: Пер. с нем. / А. М. Ашнер. – М. : Энергия, 1979. – 120 с.
6. Петков А. А. Расчет параметров разрядной цепи высоковольтных импульсных испытательных уст-

- роиств, формирующих импульсы апериодической формы / А. А. Петков // Электротехника и электроэнергетика. – 2005. – №1. – С. 65–69.
7. Кравченко В. И. Параметрический синтез высоковольтного импульсного испытательного устройства с емкостным накопителем энергии / В. И. Кравченко, А. А. Петков // Электротехника и электромеханика. – 2007. – №6. – С. 70–75.
 8. Баранов М. И. Сравнение двух моделей для электротепловых расчетов цилиндрических проводников при воздействии на них больших импульсных токов / М. И. Баранов // Техническая электродинамика. – 1999. – №3. – С. 14–19.
 9. Кривущенко В. В. Расчеты высоковольтного испытательного устройства для имитации токов, заданных интегралом действия / В. В. Кривущенко, А. А. Петков // Вестник НТУ «ХПИ». Техника и электрофизика высоких напряжений. – Харьков: НТУ «ХПИ». – №21. – 2008. – С. 116–123.
 10. Краскевич В. Е. Численные методы в инженерных исследованиях / Краскевич В. Е., Зеленский К. Х., Гречко В. И. – К. : Вища шк., 1986. – 263 с.
 11. Петков А. А. Выбор параметров разрядной цепи генератора импульсов тока при разряде на последовательную активно-индуктивную нагрузку / А. А. Петков // Электротехника. – 1990. – №10. – С. 35–36.

Поступила в редакцию 16.03.09 г.

Розглянуто питання формування випробувальних імпульсів струму, заданих амплітудно-часовими параметрами та інтегралом дії. Запропоновано метод вибору елементів генератора при нечіткому визначенні контрольованих параметрів формованого імпульсу струму.

The question of test current pulse formation, given by amplitude-time parameters and action integral is considered. The method of generator elements choice at indistinct definition of controllable parameters of formed current pulse is offered.

УДК 681.527.2

Е. М. Потапенко, Е. В. Душинова, В. И. Левыкина, Е. В. Васильева

Оценка сопротивления ротора с использованием инъекции при высокоточном векторном управлении асинхронным приводом

В бездатчиковом управлении (управлении без измерения скорости и потокосцепления) сопротивление ротора асинхронного двигателя играет важнейшую роль для оценки скорости. Однако оценка сопротивления ротора возможна только при изменении модуля потокосцепления ротора. Для обеспечения изменения модуля потокосцепления в намагничивающую составляющую статорного тока инжектируют малую синусоидальную составляющую. Это, в свою очередь, вызывает колебания электромагнитного момента и скорости, ухудшающие точность управления. Для повышения точности при наличии инъекции синтезированы новые алгоритмы оценки сопротивления ротора и управления. Последние одновременно парируют влияние параметрических и экзогенных неопределенностей.

Введение

Известно (см., например, работы [1–5] и библиографию к ним), что сопротивления ротора и статора асинхронного двигателя (АД) в зависимости от их температуры могут меняться в полтора-два раза по сравнению с их номинальными значениями. При таких разбросах сопротивлений не может быть обеспечена не только высокая точность управления, а и, вообще, работоспособность привода. Для обеспечения работоспособности привода осуществляют идентификацию сопротивлений в реальном времени и полученные оценки используют в алгоритмах управления. Идентификации сопротивлений посвящено большое количество работ, что свидетельствует о сложности и нерешенности задачи. Наиболее сложно оценить сопротивление ротора. В работах [1–5] показано, что

для идентификации сопротивления ротора необходима переменность модуля вектора его потокосцепления. Потокосцепление ротора формируется намагничивающей составляющей статорного тока. Поэтому для переменности модуля потокосцепления должна обеспечиваться переменность тока намагничивания. Эта переменность может возникнуть при резком приложении и снятии управляющего момента и (или) нагрузки, что обеспечивает эпизодическое и кратковременное изменение тока намагничивания и, соответственно, эпизодическую и кратковременную идентификацию сопротивления. Другим источником переменности модуля потокосцепления является широтно-импульсная модуляция (ШИМ) преобразователя частоты, которая дает малый эффект. Этот метод требует высокоточных датчиков и быстрых аналого-цифровых преобразователей, для того чтобы обнаружить

© Е. М. Потапенко, Е. В. Душинова, В. И. Левыкина, Е. В. Васильева 2009 г.

высокочастотные пульсации (15–20 кГц) [3]. В работах [4, 5] предложено для обеспечения переменной модуля потокосцепления в намагничивающий ток инжектировать низкочастотный гармонический сигнал, который вызывает гармонические колебания модуля потокосцепления ротора с той же частотой. Это, в свою очередь, приводит к нежелательным колебаниям электромагнитного момента и скорости ротора, ухудшающие точность управления [3].

Целью данной статьи является разработка новых методов оценки сопротивления ротора и алгоритмов управления приводом, обеспечивающих компенсацию параметрических и внешних воздействий и устраняющих нежелательные эффекты инжекции.

Постановка задачи

Бездатчиковое управление предполагает управление без использования датчиков скорости и потокосцепления ротора. Для получения информации о скорости обычно используют зависимости

$$\omega = \frac{\omega_0 - \omega_{sl}}{n}, \quad \omega_{sl} = \frac{L_m i_q}{T_r \Psi_d} = R_r \frac{L_m i_q}{L_r \Psi_d}, \quad (1)$$

где $\omega, \omega_0, \omega_{sl}$ – скорость ротора, синхронная скорость (скорость вращения вектора потокосцепления ротора в статорном базисе) и скорость скольжения, n – количество пар полюсов, R_r, L_r – сопротивление и индуктивность роторной цепи, i_q, Ψ_d – моментная составляющая вектора статорного тока и вектор потокосцепления ротора, записанные в синхронном базисе.

Как видно из выражений (1), точность оценки скорости ротора, а, следовательно, и устойчивость движения асинхронного электропривода (АЭП) в значительной степени зависят от точности знания сопротивления ротора R_r . С другой стороны, отсутствие информации о скорости ротора сильно осложняет оценку сопротивления ротора. В литературе рассматривались различные подходы для оценки сопротивления ротора без использования информации о скорости ротора. Сопротивление ротора определяется выражением [1–3, 5–7]

$$R_r = -\frac{1}{2} \frac{d}{dt} \frac{|\Psi|^2}{i_r^T \Psi}, \quad (2)$$

где Ψ – вектор потокосцепления ротора, i_r – вектор тока ротора, определенный выражением

$$i_r = L_r^{-1} (\Psi - L_m i). \quad (3)$$

Здесь L_m – взаимная индуктивность ротора и статора, i – вектор тока статора. Как видно из равенства (2), для оценки сопротивления ротора без измерения скорости необходимо изменение модуля потокосцепления ротора. Для обеспечения переменной модуля потокосцепления ротора и выяснения влияния этой переменной на электромагнитный момент двигателя рассмотрим уравнения движения ротора АД в синхронном базисе

$$I \dot{\omega} = m + m_l + m_i + m_f \quad (4)$$

$$m = n \frac{L_m}{L_r} \Psi_d i_q, \quad (5)$$

$$T_r \dot{\Psi}_d + \Psi_d = L_m i_d. \quad (6)$$

В системе (4)–(6) приняты следующие обозначения: I – приведенный момент инерции ротора, ω – его скорость, m – электромагнитный момент двигателя, m_l – момент нагрузки, m_i – периодический момент, обусловленный инжекцией, m_f – момент трения,

$\Psi_d \equiv |\Psi|$ – проекция вектора потокосцепления ротора на ось d синхронного базиса, i_q – проекция вектора статорного тока на ось q синхронного базиса. Для обеспечения переменной Ψ_d в соответствии с выражением (6) в работах [6, 7] предложено намагничивающую составляющую статорного тока формировать в виде

$$i_d = i_{d0} + i_{d\delta}, \quad (7)$$

где $i_{d0} > 0$, $i_{d\delta}$ – постоянная и инжектируемая составляющие соответственно, причем $i_{d0} \gg |i_{d\delta}|$. Инжектируемая составляющая намагничивающего тока задается выражением

$$i_{d\delta} = i_i \sin(\omega_i t), \quad (8)$$

где i_i и ω_i – амплитуда и частота инжектируемого сигнала (в расчетах будет приниматься $i_i = 0,02 i_{d0}$, $\omega_i = (3 \div 5)$ рад/с). При этом в потокосцеплении появляется переменная гармоническая составляющая, которая участвует в идентификации

$$\Psi_d = \Psi_{d0} + \Psi_{d\delta}, \quad (9)$$

где $\Psi_{d0} = L_m i_{d0}$, $\Psi_{d\delta}$ – постоянная и переменная составляющие соответственно, причем $\Psi_{d0} \gg |\Psi_{d\delta}|$. Подстановка Ψ_d из (9) в (5) показывает, что электромагнитный момент будет содержать периодическую составляющую, ухудшающую точность управления и увеличивающую электропотребление. Это послужило основанием авторам работы [3] сделать заключение о нецелесообразности использования инжекции.

Формирование воздействий, обусловленных неопределенностью

Будет полагаться, что m_l, m_i, m_f неизвестны, а параметры системы неточно известны, причем

$$I = I_0 + I_\delta, \quad m = m_0 + m_\delta,$$

$$L_m = L_{m0} + L_{m\delta}, \quad L_r = L_{r0} + L_{r\delta}. \quad (10)$$

Здесь I_0, m_0, L_{m0}, L_{r0} – детерминированные части (номинальные значения), причем, для L_{m0}, L_{r0} за

номинальные значения принимаются значения индуктивностей на линейном участке кривой намагничивания, $J_{\delta}, m_{\delta}, L_{m\delta}, L_{r\delta}$ – кусочно дифференцируемые неизвестные погрешности. В соответствии с (5), (6)

$$m = nL_m L_r^{-1} (L_m i_d - T_r \dot{\Psi}_d) i_q. \quad (11)$$

Значительной проблемой, стоящей на пути оптимизации системы в динамических режимах, является большая постоянная времени T_r в (6) и (11). С целью ее компенсации, а также компенсации влияния неопределенностей, за номинальный электромагнитный момент примем

$$m_0 = nL_{m0}^2 L_{r0}^{-1} i_d i_q, \quad (12)$$

где токи i_d, i_q известны. В этом случае с учетом (11), (12) уравнению (4) можно придать вид

$$I_0 \dot{\omega} = m_0 + f + m_i, \quad (13)$$

где

$$f := m_i + m_f + m_{\delta} - I_{\delta} \dot{\omega} + f_1(L_{m\delta}, L_{r\delta}, T_r, \dot{\Psi}_d, i_d, i_q). \quad (14)$$

Уравнение (13) представляет собой уравнение полностью детерминированного объекта с номинальными параметрами, подверженного действию суммарной неопределенности f и момента от инжекции m_i .

Оценка неизвестных моментов

В соответствии с [8–11] задача состоит в оценке моментов f, m_i и их компенсации с помощью специальных слагаемых в законе управления. Из выражения (13) следует

$$f + m_i = I_0 \dot{\omega} - m_0. \quad (15)$$

Поскольку правая часть в выражении (15) известна, то его можно использовать для вычисления неопределенностей f и m_i . Как было сказано выше, инжекционный момент представляет собой гармоническую функцию типа (8), которая описывается системой

$$m_i := x_1, \dot{x}_1 = -\omega_i x_2, \dot{x}_2 = \omega_i x_1. \quad (16)$$

Быстродействие наблюдателя будем делать таким большим, что в его масштабе времени можно полагать

$$f := x_3, \dot{x}_3 = 0. \quad (17)$$

Динамическая система (16), (17) с измерением (15) будет полностью наблюдаемой, т. к. переменные x_1, x_2, x_3 линейно независимы между собой. Запишем систему (15)–(17) с помощью обозначений

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_i & 0 \\ \omega_i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, C = [1 \ 0 \ 1] \quad (18)$$

в векторно-матричном виде

$$\dot{x} = Ax, y = Cx. \quad (19)$$

Наблюдатель для системы (19) имеет вид

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + L(C\hat{x} - y) \quad (20)$$

или

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + LC(\hat{x} - x), \quad (21)$$

где $L = [l_1 \ l_2 \ l_3]^T$ – матрица коэффициентов передачи наблюдателя. Уравнение ошибок наблюдателя $\tilde{x} = \hat{x} - x$ находится путем вычитания из уравнения (21) соответствующего уравнения в системе (19), в результате чего получим

$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + LC\tilde{x}. \quad (22)$$

Характеристический определитель для уравнения (22) имеет вид

$$\det[Ep - (A + LC)] = 0 \quad (23)$$

или в раскрытом виде

$$\det \begin{bmatrix} (p-l_1) & \omega_i & -l_1 \\ -(\omega_i + l_2) & p & -l_2 \\ -l_3 & 0 & (p-l_3) \end{bmatrix} = 0. \quad (24)$$

Из уравнения (24) следует характеристическое уравнение

$$p^3 - (l_1 + l_2)p^2 + (\omega_i + l_2)\omega_i p - l_3\omega_i^2 = 0. \quad (25)$$

Параметр ω_i , характеризующий инжекцию, известен. Для определения неизвестных коэффициентов l_1, l_2, l_3 уравнение (25) сопоставляется с каким-либо стандартным характеристическим уравнением

$$p^3 + a_1\omega_s p^2 + a_2\omega_s^2 p + \omega_s^3 = 0, \quad (26)$$

в котором параметр ω_s задает быстродействие наблюдателя, а коэффициенты a_1, a_2 характеризуют вид переходной характеристики. Приравнивание в уравнениях (25) и (26) коэффициентов при одинаковых степенях p дает следующие значения коэффициентов передачи наблюдателя:

$$l_1 = -l_2 - a_1\omega_s, l_2 = a_2\omega_s^2\omega_i^{-1} - \omega_i, l_3 = -\omega_s^3\omega_i^{-2}. \quad (27)$$

Итак, матрица L в наблюдателе (20) известна. В соответствии с (15), (18), (19) можно записать

$$y = m_i + f, \quad (28)$$

с другой стороны,

$$y = I_0 \dot{\omega} - m_0. \quad (29)$$

Подстановка (29) в (20) дает

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + L(C\hat{x} - I_0 \dot{\omega} + m_0). \quad (30)$$

Для устранения необходимости иметь ускорение вводится обозначение

$$\hat{x} + LI_0\omega := z, \quad (31)$$

откуда

$$\hat{x} := z - LI_0\omega. \quad (32)$$

Подстановка (32) в (30) дает

$$\dot{z} = (A + LC)(z - LI_0\omega) + Lm_0. \quad (33)$$

Благодаря замене переменных (32) в уравнениях наблюдателя (32), (33) отсутствует ускорение. В соответствии с обозначениями (16), (17) оценка моментов \hat{f} и \hat{m}_i осуществляется по зависимостям

$$\hat{m}_i := \hat{x}_1, \hat{f} := \hat{x}_3. \quad (34)$$

Формирование робастного комбинированного управления с компенсацией момента, обусловленного инжекцией

Зная оценки \hat{f} и \hat{m}_i , комбинированному закону управления придается вид

$$m_0 = m_{00} - \hat{f} - \hat{m}_i, \quad (35)$$

где $\hat{f} + \hat{m}_i$ – компенсирующая составляющая, а m_{00} – составляющая, которая формирует вид переходных процессов. Подстановка (35) в (13) дает уравнение

$$I_0\dot{\omega} = m_{00} + (f - \hat{f}) + (m_i - \hat{m}_i). \quad (36)$$

При точной работе наблюдателя, что достигается увеличением его быстродействия, $\lim \hat{f} = f$, $\lim \hat{m}_i = m_i$ при $t \rightarrow \infty$. В этом случае уравнение (36) принимает вид

$$I_0\dot{\omega} = m_{00}. \quad (37)$$

Пусть требуется отслеживать заданную (программную) траекторию ω_p . Пусть также

$$m_{00} = -k_0(\omega - \omega_p) + I_0\dot{\omega}_p. \quad (38)$$

Подстановка (38) в (37) порождает уравнение

$$I_0(\dot{\omega} - \dot{\omega}_p) + k_0(\omega - \omega_p) = 0. \quad (39)$$

При $k_0 > 0$ (I_0 всегда больше нуля) имеет место асимптотическая устойчивость нулевого решения уравнения (39), следовательно, при $t \rightarrow \infty$ $\omega \rightarrow \omega_p$. Качество переходного процесса определяется параметрами I_0 и k_0 . Решение уравнения (39) имеет вид

$$\omega - \omega_p = [\omega(0) - \omega_p(0)] \exp(-k_0 t / I_0). \quad (40)$$

Составляющая намагничивающего тока i_{d0} , входя-

щая в выражение (7), может назначаться постоянной, исходя из минимума потребляемой активной мощности двигателя при типичном моменте, действующем на ротор двигателя, или путем минимизации той же мощности совместно с моментной составляющей статорного тока [20] в реальном времени. В первом случае моментная составляющая статорного тока, полученная из выражения (12), определится выражением

$$i_q = m_0(nL_{m0}^2 L_{r0}^{-1} i_d)^{-1}, \quad (41)$$

где m_0 определено выражениями (35), (38). Во втором случае [20]

$$|i_d| = \sqrt[4]{\frac{R_{s0} + R_{r0}}{R_{s0}}} \sqrt{\frac{|m_0|}{nL_{m0}}}, \quad |i_q| = \sqrt[4]{\frac{R_{s0}}{R_{s0} + R_{r0}}} \sqrt{\frac{|m_0|}{nL_{m0}}}, \quad (42)$$

$$i_d = |i_d|, \quad i_q = |i_q| \text{sign} m_0. \quad (43)$$

Следует обратить внимание на то, что в выражении (42) входят номинальные значения сопротивлений R_{s0} , R_{r0} .

Поскольку при комбинированном управлении неопределенность оценивается и компенсируется, синтезированные алгоритмы управления без перенастройки одинаково эффективно работают при различных видах нагрузки и помехи (постоянные, линейно, квадратично и т. д., зависящие от времени).

Оценка сопротивления ротора

Рассмотрим выражение (2). Оно не пригодно для вычисления сопротивления R_r в следующих случаях:

- 1) когда $|\psi| = \text{const}$;
- 2) в режиме холостого хода ($i_r = 0$);
- 3) в установившемся режиме, где векторы тока и потокосцепления взаимно перпендикулярны ($i_r \perp \psi$). Оценки сопротивления ротора с помощью методов, описанных в публикациях [1–3, 6, 7], при наличии инжекции содержат инжесированные составляющие. Синтезируем новый, более точный, метод идентификации сопротивления ротора, лишенный перечисленных выше недостатков. Для этого равенство (2) переписем в виде

$$2i_r^T \psi (R_{r0} + R_{r\Delta}) = -\frac{d}{dt} |\psi|^2. \quad (44)$$

где R_{r0} , $R_{r\Delta}$ – известное номинальное значение сопротивления и отклонение от него истинного сопротивления, обусловленное неточностью его знания. Будем полагать что R_{r0} , ψ и i_r (с учетом выражения (3)) известны. Перенесем все известное в равенстве (44) в правую часть. Получим

$$2i_r^T \psi R_{r\Delta} = -\frac{d}{dt} |\psi|^2 - 2i_r^T \psi R_{r0}. \quad (45)$$

Уравнение (45) представим в виде системы

$$y = 2i_r^T \psi R_{r\Delta}. \quad (46)$$

$$y = -\frac{d}{dt} |\psi|^2 - 2i_r^T \psi R_{r0}. \quad (47)$$

Будем рассматривать уравнение (46) как измерение для динамического уравнения

$$\dot{R}_{r\Delta} = 0, \quad (48)$$

(Предполагается, что сопротивление меняется очень медленно). Для системы (44), (46) составим наблюдатель

$$\dot{\hat{R}}_{r\Delta} = l_r (2i_r^T \psi R_{r\Delta} - y), \quad (49)$$

где l_r – коэффициент передачи наблюдателя. Подставим в уравнение (49) выражение (46) и вычтем затем уравнение (48). В результате получится уравнение ошибки наблюдателя

$$\dot{\tilde{R}}_{r\Delta} = l_r 2i_r^T \psi \tilde{R}_{r\Delta}, \quad (50)$$

которое имеет следующее решение:

$$\tilde{R}_{r\Delta}(t) = \tilde{R}_{r\Delta}(0) \exp(l_r 2i_r^T \psi t). \quad (51)$$

В (51) t – время. Для обеспечения асимптотической устойчивости примем

$$l_r = \bar{l}_r \text{sign}(l_r^T \psi), \quad \bar{l}_r = \text{const} < 0. \quad (52)$$

В этом случае выражение (51) примет вид

$$\tilde{R}_{r\Delta}(t) = \tilde{R}_{r\Delta}(0) \exp(\bar{l}_r 2|i_r^T \psi|t). \quad (53)$$

Выражение (53) служит для выбора неизвестного коэффициента \bar{l}_r . Для получения оценок сопротивления с помощью наблюдателя подставим в уравнение (49) выражение (47). В результате получим

$$\dot{\hat{R}}_{r\Delta} = l_r (2i_r^T \psi (R_{r0} + \hat{R}_{r\Delta}) + \frac{d}{dt} |\psi|^2). \quad (54)$$

Так как $\hat{R}_{r\Delta}$ изначально не известно, то в качестве начальных условий следует брать $\hat{R}_{r\Delta}(0) = 0$. С целью устранения в наблюдателе дифференцирования вводится обозначение

$$q = \hat{R}_{r\Delta} - l_r |\psi|^2, \quad (55)$$

откуда

$$\hat{R}_{r\Delta} = q + l_r |\psi|^2. \quad (56)$$

С помощью выражения (56) уравнение (54) переписывается в виде

$$\dot{q} = l_r 2i_r^T \psi (R_{r0} + q + l_r |\psi|^2), \quad (57)$$

В соответствии с (55) в качестве начальных усло-

вий следует брать $q(0) = -l_r |\psi|^2$. Оценка сопротивления осуществляется по зависимости

$$\hat{R}_r = \hat{R}_{r0} + q + l_r |\psi|^2. \quad (58)$$

Как видно из уравнения (57), при наличии инъекции оценка (58) будет содержать периодические погрешности с частотами, кратными ω_i с доминирующей погрешностью на частоте ω_i . Для устранения этой погрешности можно воспользоваться наблюдателями работы [19], один из которых аналогичен наблюдателю раздела «Оценка неизвестных моментов» данной статьи.

Компенсация влияния инъекции на точность оценки скорости ротора

Электромагнитный момент, сформированный по зависимостям (32)–(35), (38), не будет зависеть от инъекции только в том случае, когда скорость измеряется с помощью специального датчика. При бездатчиковом управлении, как видно, например, из выражений (1), скорость вычисляется с помощью переменных, содержащих составляющие, обусловленные инъекцией. Это вектор потока сцепления ротора, угловая скорость его вращения в статорном базисе (синхронная скорость), векторы статорного тока и напряжения, сопротивления статора и ротора [1–5, 11–18]. В работе [19] синтезированы наблюдатели, с помощью которых выделяются в реальном времени средние значения указанных переменных и параметров [4, 5]. Эти же наблюдатели позволяют оценить в реальном времени непосредственно истинную скорость ротора без промежуточной фильтрации исходных переменных. Таким образом, при наличии инъекции можно обеспечить независимость оценки скорости от инъекции, а, следовательно, и электромагнитного момента.

Выводы

1. Синтезирован наблюдатель, точно оценивающий в реальном времени сопротивление ротора при наличии инъекции малого гармонического сигнала в намагничивающей составляющей статорного тока асинхронного двигателя.
2. Синтезирован комбинированный наблюдатель, оценивающий возмущающий момент, действующий на ротор, обусловленный инъекцией, нагрузкой, нелинейным трением, неточностью знания приведенного момента инерции и индуктивностей.
3. Даны рекомендации для устранения ошибки, обусловленной инъекцией, при оценке скорости ротора.
4. Разработан регулятор, формирующий электромагнитный момент, состоящий из двух частей. Одна часть компенсирует влияние всех воздействий, перечисленных в п. 2 выводов. Вторая часть обеспечивает заданные показатели качества переходных процессов.

Перечень ссылок

1. Vas P. Parameter estimation, condition monitoring, and diagnosis of electrical machines / P. Vas // Clarendon Press. – Oxford: 1993. – 360 p.

2. Rajashekara K. Sensorless control of AC motor Drives. Speed and position sensorless operation. A selected reprint volume / K. Rajashekara, A. Kawamura, K. Matsue // IEEE, Inc. – New York. 1996. – 495 p.
3. Akatsu K. Sensorless very low-speed and zero-speed estimations with online rotor resistance estimation of induction motor without signal injection / K. Akatsu, A. Kawamura // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2000. – Vol. 36, N 3. – Pp. 764–771.
4. Потапенко, Е. М. Синтез инвариантных и адаптивных к изменению сопротивления статора алгоритмов векторного управления асинхронным двигателем / Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко // Проблемы управления и информатики. – 2007. – № 2. – С. 16–29.
5. Потапенко Е. М. Определение скорости и постоянной времени ротора асинхронного двигателя с помощью наблюдателей / Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко // Проблемы управления и информатики. – 2007. – № 1. – С. 37–47.
6. Kubota H. Speed sensorless field oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation / H. Kubota, K. Matsuse // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1994. – v. 30, N 5. – Pp. 1219–1224.
7. Tungpimolrut K. A robust rotor time constant estimation method for vector control of induction motor under any operating conditions / Tungpimolrut K., Fang-Zheng Peng, Fukao T. // IECON'94. – v. 1. – Pp. 275–280.
8. Потапенко Е. М. Сравнительная оценка робастных систем управления с различными типами наблюдателей / Е. М. Потапенко // Изв. РАН. Теория и системы управления. – 1995. – №1. – С. 109–117.
9. Потапенко Е. М. Робастные комбинированные системы управления с наблюдателями / Е. М. Потапенко // Проблемы управления и информатики. – 1995. – № 2. – С. 36–44.
10. Потапенко Е. М. Исследование робастности систем управления с наблюдателями / Е. М. Потапенко // Изв. РАН. Теория и системы управления. – 1996. – № 2. – С. 104–108.
11. Бичай В. Г. Об общности альтернативных робастных систем управления / В. Г. Бичай., Е. М. Потапенко // Проблемы управления и информатики. – 1998. – № 5. – С. 27–30.
12. Потапенко Е. Е. Оценка потокосцеплений асинхронных двигателей при наличии погрешностей измерений тока и напряжения / Е. Е. Потапенко, А. В. Соломаха, А. А. Куликов. // Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – 2003. – № 2. – С. 159–161.
13. Holtz J. Drift- and parameter-compensated flux estimator for persistent zero-stator-frequency operation of sensorless-controlled induction motors / J. Holtz, J. Quan // IEEE Trans. on Industry Application. – 2003. – Vol. 39, № 4. – Pp. 1052–1060.
14. Потапенко Е. М. Простая система векторного управления асинхронными двигателями с клеммными измерениями / Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко, А. В. Соломаха // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». – Харків: НТУ «ХПІ». – 2005. – № 45. – С. 134–136.
15. Потапенко Е. М. Определение скорости ротора асинхронного двигателя с помощью адаптивного наблюдателя Луэнбергера / Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко, А. В. Соломаха // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету. – 2005. – № 3. – С. 67–69.
16. Ritter C. M. An Alternative Sensorless Field Orientation Method / C. M. Ritter, J. L. Silvino. // IEEE Trans. on Energy Conversion. – 1999. – v. 14, N 4. – Pp. 1335–1340.
17. Speed Observer System for Advanced Sensorless Control of Induction Motor / H. Abu-Rub, J. Guzinski, Z. Krzeminski, H. A. Toliyat // IEEE Trans. on Energy Conversion. – 2003. – V. 18, N 2. – Pp. 219–224.
18. Hinkkanen M. Modified Integrator for voltage model flux estimation of induction motors / M. Hinkkanen, J. Luomi // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – 2003. – V. 50, N 4. – P. 818–820.
19. Потапенко Е. М. Калибровка датчиков однофазных сигналов с помощью динамических фильтров (наблюдателей). / Е. М. Потапенко, А. В. Соломаха, Е. Е. Потапенко // Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – 2004. – № 2. – С. 164–167.
20. Потапенко Е. Е. Синтез экстремального робастного управления асинхронным приводом / Е. Е. Потапенко, Е. М. Потапенко // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. – 2000. – Ч. 6. – С. 34–37.

Поступила в редакцию 26.01.09 г.

У бездатчиковому керуванні (керуванні без виміру швидкості та потокосцеплення) опір ротора асинхронного двигуна виконує важливу роль для оцінювання швидкості. Але оцінка опору ротора можлива тільки при зміні модуля потокосцеплення ротора. Для цього в намагнічуювальну складову статорного струму інжектують малу синусоїдальну складову. Це, в свою чергу, викликає коливання електромагнітного моменту та швидкості, що погіршують точність керування. Для підвищення точності за рахунок компенсації впливу інжекції, параметричних та екзогенних невизначеностей синтезовані нові алгоритми керування.

In sensorless control (control without measurement of speed and flux) the rotor resistance of induction motor is essential for speed estimation. However, the rotor resistance estimation is possible only when the rotor flux module is changed. To do this, in the magnetized component of stator current the small sinusoidal component is injected. This, in turn, causes oscillations of electromagnetic torque and velocity, that deteriorate accuracy. To improve the accuracy under injection the new algorithms of rotor resistance estimation were synthesized. The last ones simultaneously counteract the influence of the parametric and exogenous uncertainties.

УДК 621.313

І. А. Орловський, Ю. О. Крисан

Математична модель та система керування гібридного асинхронного тягового електропривода дизель-потяга

Розроблена математична модель та система керування гібридного асинхронного тягового привода дизель-потяга з використанням потужної акумуляторної батареї. Виконано дослідження розробленої моделі в системі Matlab.

Вступ

В умовах різкого подорожчання нафтопродуктів, вичерпаності природних ресурсів та загрози екологічної кризи у всьому світі постає питання про зменшення енергоспоживання. Одночасно в останні роки значно зросла інтенсивність пасажирських перевезень на залізницях України, зокрема, дизель-потягами (ДП). Мотор-рухомих склад ДП, що налічує понад 200 одиниць, потребує ремонту, переобладнання, та виробництва нових сучасних потягів [1]. Одним з рішень зниження споживання дизельного пального є створення гібридного привода, джерелом енергії у якому разом з дизелем є потужні акумуляторні батареї (АБ). У гібридному приводі разом з зменшенням витрат пального, зменшуються динамічні навантаження на дизель і викиди шкідливих речовин в атмосферу.

Більш розвинуті дослідження та виробництво гібридного привода відбуваються у автомобілебудуванні [2], де компанія «Toyota», зберігає своє лідерство. Використання гібридного привода у автомобілях в залежності від режиму роботи дозволяє економити до 50 % палива [3].

Існують різні підходи до створення гібридного привода та його алгоритму керування у залізничному транспорті. При створенні у США маневрового локомотива під назвою «Green Goat» («Зелена Коза») [4] зроблено заміну гігантських дизельних двигунів потужністю до 1,5 тисяч кіловат на невеликі дизельні електрогенератори і величезні АБ з великою енергоємністю. Використання дизельного двигуна меншої потужності дозволяє економити від 40 до 60 % палива та значно зменшити забруднення довкілля [4]. Якщо потужності дизеля не вистачає, наприклад зрушити потяг з місця, тоді необхідна потужність споживається від АБ. Коли розгін закінчено, рух потягу підтримується дизелем. Після зупинки потягу дизель деякий час працює на обертаннях вище холостих, заряджаючи АБ. У розробці німецького концерну «Alstom» [5] також гібридний локомотив приводиться в рух електродвигуном, що живиться від АБ. Коли напруга на клеммах АБ опускається нижче певного рівня, включається дизельний генератор і заряджає її. В умовах пікових навантажень обидва джерела енергії можуть працювати одночасно.

В Росії у 2007 році компанія «ТрансМашХолдинг» (основний виробник локомотивів в СНД) прийняла рішення про створення 4-х вісного маневрового тепловоза з дизелем потужністю 315 кВт та накопичува-

чем енергії [6]. В Україні у міжнародному консорціумі енергозбереження м. Харків плануються експериментальні випробування гібридного привода маневрових тепловозів [6]. Розрахунки та дослідження дозволили зробити висновок, що найбільш оптимальним є використання у такому приводі накопичувачів енергії на основі АБ на 150–200 МДж та дизелю потужністю 315–400 кВт, що в 2–3 рази менше, ніж встановлений. Економія дизельного палива за розрахунками складає не менш ніж 40 %, термін окупності 1–2 року.

Для дослідження роботи ДП з асинхронним тяговим приводом (АТП) та удосконаленою системою керування (СК) у [7, 8] розроблена математична модель АТП ДП та його механічної частини, однак привод розглядається без накопичувачів енергії, до того ж динамічні навантаження дизеля не є задовільними, оскільки виникають часті стрибки швидкості дизеля.

Аналіз наведених джерел свідчить, що використання гібридного привода у автомобілях та маневрових тепловозах дозволяє економити до 60 % палива [2–6]. Однак в тепловозах та ДП, що експлуатуються та виготовляються в Україні, не використовуються у тяговій передачі накопичувачі енергії. Не має досліджень, що до економічності використання накопичувачів енергії у ДП. Попередні дослідження нових систем тягового привода ДП доцільно проводити на математичних моделях [8], на жаль математичної моделі гібридного АТП ДП у науково-технічних джерелах не наведено.

Ціль статті. Розробка та дослідження математичної моделі та СК гібридного АТП ДП.

Структурна схема гібридного АТП ДП

Силова частина тягового привода моторного вагона ДП (рис. 1) складається з дизеля, синхронного генератора (СГ) випрямляча В, двох автономних інверторів АІН, конвертора, АБ, двох тягових асинхронних електродвигунів (ТАД), перетворювача частоти власних потреб ПЧВП. Розглядається послідовний гібрид [3], у якому немає ніякого механічного зв'язку між дизелем і колесами, тільки ТАД, що споживають енергію СГ або АБ, приводять до руху колеса. Заряд АБ може відновлюватися від СГ та ТАД.

Принцип роботи даної системи наступний: спочатку запускається дизель до швидкості неробочого ходу і на виході СГ виникає напруга. Сигнал завдання швидкості поїзда V^* від пульта керування машиніста ПКМ

при роботі випрямляча, конвертора та інвертора, не враховуються, приймається в усталеному режимі пропорційна залежність ЕРС СГ E_G від частоти обертання та магнітного потоку; передатні функції дизеля і СГ за збуренням та керуванням представляються у вигляді інерційних ланок; динамікою конвертора та АБ нехтується; АБ має можливість заряджатися та розряджатися струмами, що дорівнюють подвійним струмам ТАД; не розглядається режим сумісної одночасної роботи випрямляча, інвертора та конвертора.

Керуючим впливом на дизель є положення h_p рейки паливного насоса дизеля, збурюючим впливом є момент опору M_{CD} , вихідним сигналом є швидкість дизеля ω_D . Керуючими сигналами СГ є швидкість дизеля ω_D і напруга збудження U_B , збурюючим впливом є статорний струм СГ I_G , вихідний сигнал – напруга U_G . Загальна математична модель сумісної роботи дизеля, СГ та АБ моторного вагона ДП представлена у наступному вигляді:

$$\begin{aligned}
 I_1 &= \sqrt{I_{1x}^2 + I_{1y}^2} \cdot \text{sign}(I_{1y}), \\
 I_G &= (2I_1 + I_{BII} + I_A / K_{conv}) Zar, \\
 E_G &= \frac{\omega_D \cdot k_B \cdot U_B}{T_B p + 1}, \\
 U_d &= (E_G - I_G R) Zar + E_A K_{conv} \overline{Zar}, \\
 P_d &= E_G \cdot I_G + P_{xx}, \\
 \Delta\omega_D &= \frac{k_{HII}(P_d)}{T_{H3} p + 1}, \\
 \omega_{3d} &= \omega_{xx} + \Delta\omega_D, \\
 \omega_{3d} &= h_p \cdot k_\mu, \\
 M_{CD} &= P_d / \omega_D, \\
 \omega_D &= h_p \frac{k_\mu}{T_\mu p + 1} - M_{CD} \frac{k_\lambda}{T_\lambda p + 1}, \\
 I_A &= \frac{\text{sat}(U_G Zar) - E_A \overline{Zar}}{R_A} - \\
 &\quad - (2I_1 + I_{BII}) K_{conv} \overline{Zar}, \\
 m_M \frac{dV}{dt} &= \frac{2M_1 k_p}{r_1} - F_o, \\
 F_o &= a_0 + a_1 V, \\
 M_1 &= \frac{3}{2} z k \Psi_r I_{1y}, \\
 Q &= Q_{HV} + \int I_A dt.
 \end{aligned} \tag{1}$$

де V – швидкість ДП; E_G – ЕРС генератора, k_B, T_B – коефіцієнт та постійна часу обмотки збудження СГ; T_μ і T_λ – постійні часу дизеля по керуючому та збуджуючому впливам відповідно; k_μ і k_λ – коефіцієнти передачі дизеля по керуванню та збудженню відповідно; ω_{3d} – завдання швидкості дизеля; ω_{xx} – швидкість холостих обертів дизеля; T_{H3} – постійна часу НЗ; R, R_A – активні опори обмотки статора СГ та силового кола АБ відповідно; I_1 – струм першого ТАД, приведений до струму СГ; I_{BII} – струм обладнання власних потреб, P_{xx} – механічна потужність втрат в дизелі та СГ; a_0, a_1 – константи основного опору ДП, I_A – струм АБ; K_{conv} – коефіцієнт передачі конвертора постійного струму (при моделюванні дорівнював 4); Q – поточне значення заряду АБ; Q_{HV} – початкове значення заряду АБ; Zar – бінарний сигнал заряду/розряду АБ, що формується СК; E_A – ЕРС АБ; U_d – напруга на вході інвертора; k_p – передатне число редуктора; r_1 – радіуси коліс 1-ої моторної пари; I_{1x}, I_{1y} – намагнічуюча та активна складові статорного струму відповідно; Ψ_r – модуль узагальненого вектора поточкозчеплення ротора; k – конструктивна постійна ТАД; m_M – маса моторного вагону; M_1 – електромагнітний момент першого ТАД. Характеристика НЛ ($k_{HII}(P_d)$), що розрахована з характеристики дизеля [1], приведена в [7].

Алгоритм керування гібридним АТП ДП

Для забезпечення потрібних режимів сумісної роботи дизеля, АБ та ТАД використовуються регульовані випрямляч, інвертор та конвертор постійного струму, загальне керування якими здійснюється СК (блок «СК заряду-розряду АБ», рис. 1). Можливі варіанти передачі енергії при сумісній роботі обладнання приведені у табл. 1.

Система рівнянь (1) описує роботу обладнання для усіх режимів (табл. 1), окрім останнього, для якого потрібне плавне регулювання напруги конвертора з врахуванням роботи іншого обладнання.

У [2] керування включення/відключення СГ, дизеля та АБ відбувається з врахуванням потужності системи, заданої швидкості автомобіля, існуючої швидкості, заряду АБ, режиму роботи. Однак у цьому алгоритмі не враховуються особливості руху транспортного засобу, що задаються, наприклад, режимними картками руху потягу, та не змінюється при русі бажаний заряд АБ.

У запропонованій моделі СК визначає, який потрібен режим конвертора, випрямляча та інвертора та формує сигнал Zar і коефіцієнт передачі конвертора K_{conv} . Сигналом Zar задається, який буде режим – заряду чи розряду АБ, відповідно наступним виразами:

Таблиця 1

№	Назва режиму	Стан ключів / напрямок енергії		
		Випрямляч	Інвертор	Конвертор
1	СГ, ТАД і АБ відключені	-	-	-
2	Робота АБ на ПЧВП	-	-	+/прямий
3	Робота ТАД на ПЧВП	-	+/прямий	-
4	Робота СГ на ПЧВП	+	-	-
5	Заряд АБ від ТАД	-	+/зворотній	+/зворотній
6	Робота ТАД від конвертора	-	+/прямий	+/прямий
7	Заряд АБ від СГ при відкл. ТАД	+	-	+/зворотній
8	Робота ТАД від СГ	+	+/прямий	-
9	Робота ТАД від СГ і конвертора	+	+/прямий	+/прямий

$$Zar(n) = \begin{cases} 1, \text{ зарядження АБ, коли} \\ (Q < Q_{\min}) \vee [Zar(n-1) \wedge (Q < Q_{\max})], \\ 0 \text{ розрядження АБ, коли} \\ (Q > Q_{\max}) \vee [Zar(n-1) \wedge (Q > Q_{\min})]. \end{cases} \quad (2)$$

де $Zar(n)$ – значення сигналу Zar в дискретний момент часу n .

З виразу (2) витікає, що заряд АБ починається, коли $Q < Q_{\min}$, та продовжується від Q_{\min} до Q_{\max} ; відповідно, розряд починається коли $Q > Q_{\max}$, та продовжується від Q_{\max} до Q_{\min} . Значення мінімального Q_{\min} та максимального Q_{\max} залежать від бажаного значення заряду Q_Z , їх розрахунок у відсотках здійснюється за наступними рівняннями:

$$\begin{cases} Q_{\min} = Q_Z - 10, \\ Q_{\max} = Q_Z + 10. \end{cases} \quad (3)$$

Значення Q_Z змінюється у процесі руху ДП в залежності від режимів та умов руху на даній ділянці. Наприклад, перед спуском з гори або гальмуванням АБ розряджається, а при рекуперативному гальмуванні енергія поступає до АБ і відновлює її заряд.

При зарядженні АБ за допомогою СК змінюється коефіцієнт передачі конвертора K_{conv} для забезпечення максимально можливого струму заряду. При розряді АБ коефіцієнт K_{conv} забезпечує максималь-

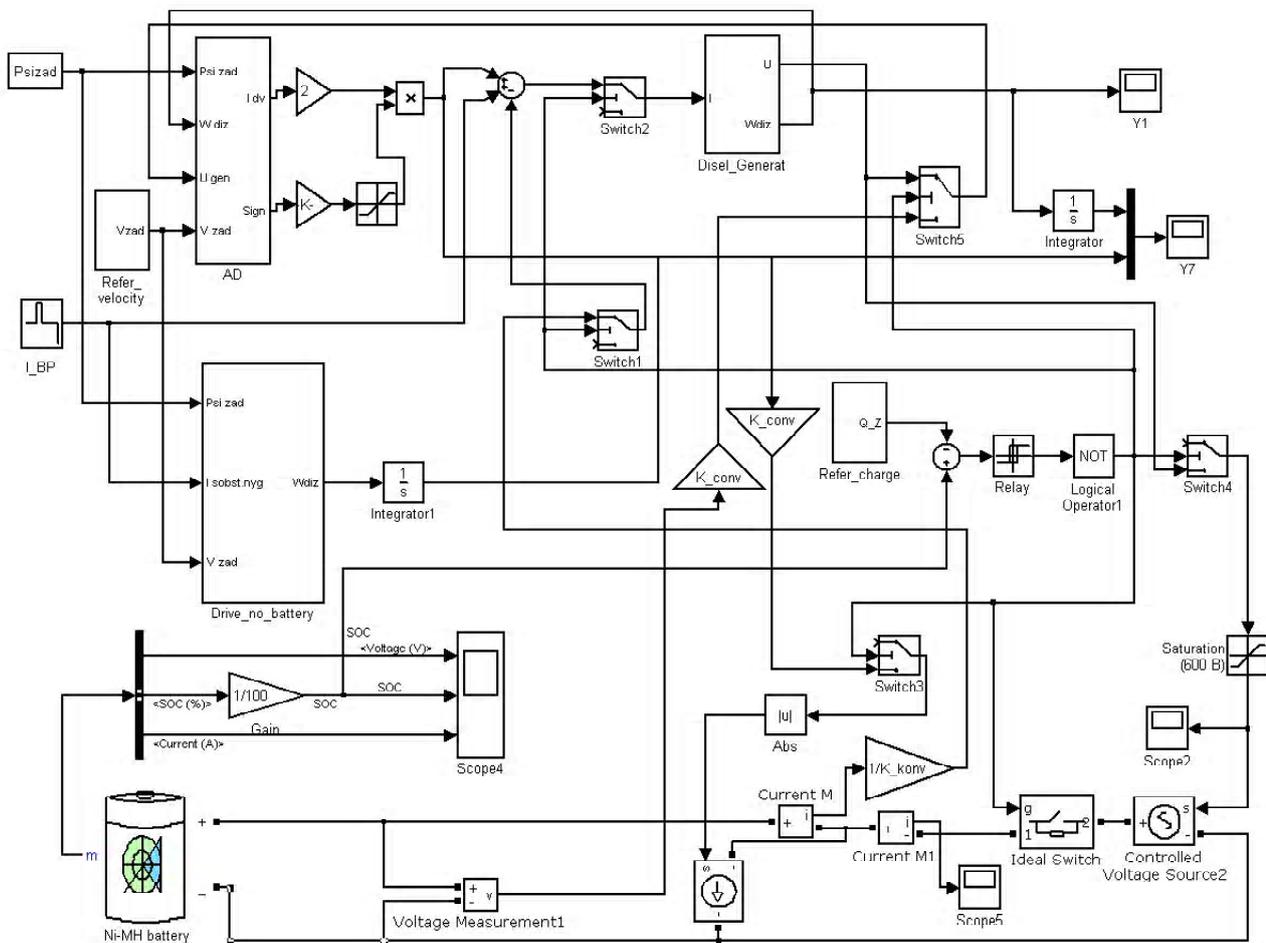


Рис. 2. Імітаційна модель гібридного АТП ДП

но-дозволену випрямлену напругу, що подається на інвертори. При сумісній роботі випрямляча, інвертора та конвертора (цей режим не моделювався) коефіцієнт K_{conv} потрібно формувати з врахуванням значення напруги у випрямленому ланцюзі, наприклад, забезпечення рівних напруг конвертора та випрямляча. Цей режим може бути корисним, коли потужності дизеля не достатньо.

Результати моделювання

Для дослідження динамічних процесів руху ДП створено імітаційну модель в системі Matlab (рис. 2), відповідно математичній моделі, наведеної у рівняннях (1)–(3). Модель складається з наступних блоків: блок «AD» є модель ТАД з векторною СК та навантаженням; блок «Dizel_Generat» – модель дизеля з СК та СГ, відповідно третього – десятого рівнянь системи (1); блок «Ni-MH battery» – модель АБ; блок «Drive_no_battery» моделює роботу АТП без накопичувачів енергії, що використовується для порівняння з роботою гібридного АТП; блок «refer_charge» формує бажаний заряд відповідно до маршрутних карток; блок «I_BP» моделює зміну навантаження ПЧВП; блоки «Switch» переключають режими заряду або розряду АБ; блоки «Relay» та «Not» формують сигнал Zar ; блок «refer_velocity» задає завдання швидкості ДП. У силовому колі АБ встановлені моделі давачів струму та напруги, а також у спрощеному вигляді модель конвертора.

На рис. 3 штриховою лінією зображено завдання швидкості V^* руху ДП. Спочатку ДП розганяється та рухається зі сталою швидкістю 70 км/год. У момент часу 80 сек. швидкість ДП знижується до 30 км/год і триває до 190-ї секунди, потім швидкість зростає до 100 км/год і триває до 250 секунди, після чого відбувається плавне гальмування й зупинка ДП.

При моделюванні використовувалися наступні значення внутрішніх параметрів дизеля 12V183DE і СГ ГС 530У2, встановлених на ДП: $T_{\mu} = 3$ с; $T_{\lambda} = 3$ с; $k_{\mu} = 1$; $k_{\lambda} = 0,1 \text{ Н}^{-1}\text{м}^{-1}\text{с}^{-1}$; $T_{H3} = 0,01$ с; $R = 0,216$ Ом; $T_B = 0,5$ с.

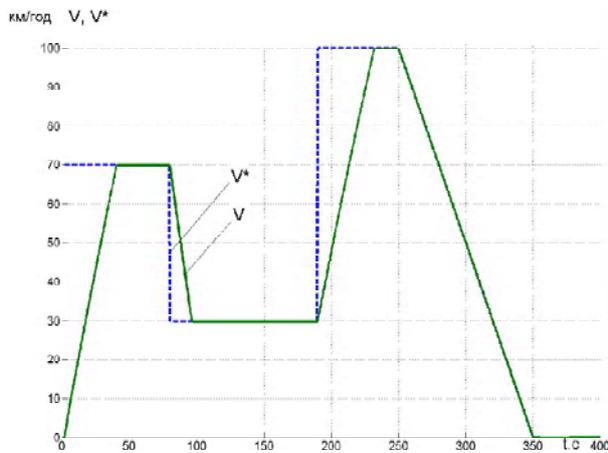


Рис. 3. Задана та дійсна швидкість руху ДП

Маса моторного вагона $m_m = 64000$ кг; радіус колеса $r = 0,475$ м; передатне число редуктора $K_p = 2,37$. ТАД – типу АД906У1, мають наступні параметри: номінальна потужність 240 кВт, номінальна фазна напруга 665 В, номінальний фазний струм 155 А, номінальний момент 2366 Нм, число полюсів – 6. Зусилля опору ДП F_o , відповідно рівнянню тринадцяти системи (1), де $a_0 = 2380$ Н, $a_1 = 50,4$ Нс/м, зображені на рис. 4.

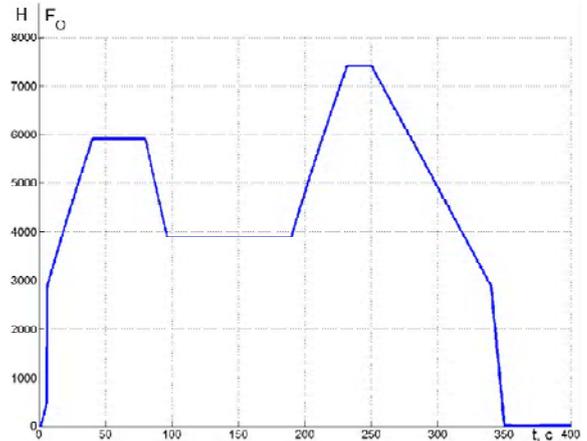


Рис. 4. Зусилля опору ДП

Для дослідження процесів у гібридному АТП задавалися два режими завдання заряду АБ. У першому режимі бажаний заряд АБ Q_{1z} не змінюється при русі ДП, а у другому Q_{2z} – змінюється відповідно маршрутним карткам. В обох режимах, якщо АБ розряджена менше Q_{min} , ДП буде рухатися лише за рахунок дизеля. Зарядження АБ автоматично фіксується, якщо рівень заряду перевищить Q_{max} . Значення бажаного заряду АБ у першому та другому режимах наведено на рис. 5.

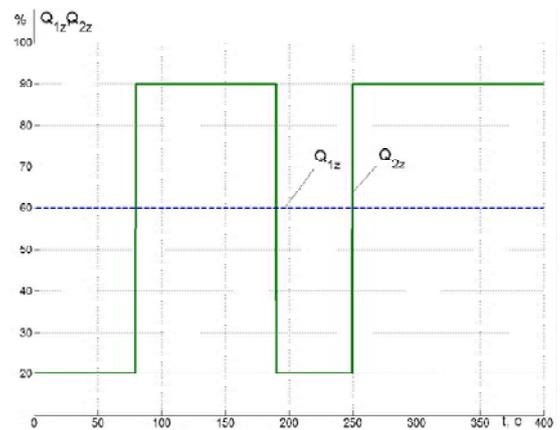


Рис. 5. Значення бажаного заряду АБ у першому та другому режимах

Графіки швидкості дизеля (рис. 6, а та рис. 6, б, де ω_D – швидкість дизеля у АТП без накопичувачів енергії), заряду АБ (рис. 6, в), струму АБ (рис. 6, г) для обох режимів показують, що у другому режимі у 2–3 рази

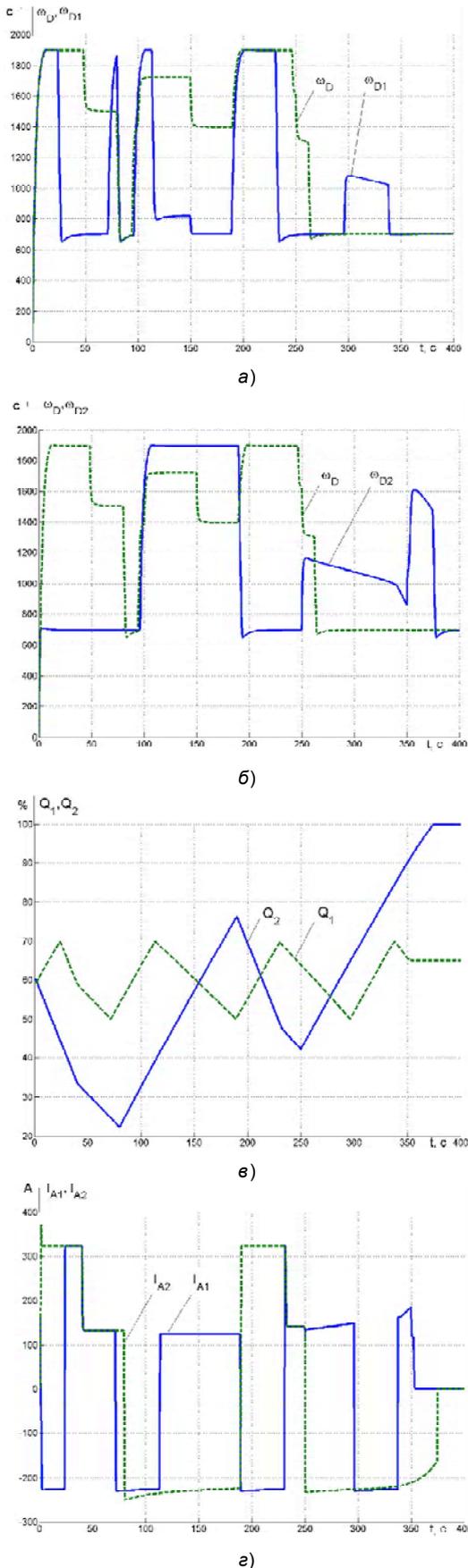


Рис. 6. Графіки швидкості дизеля, заряду та струму АБ

менша кількість циклів заряду розряду АБ та знижено динамічні навантаження на дизель, що зменшує зношення АБ та дизеля. Індекси «1» та «2» у позначеннях відповідають змінним для першого та другого режимів відповідно.

З рис. 4–6 видно, що ДП рушає з місця й розганяється тільки за рахунок заряду батареї, а в проміжок часу від 80 до 190 сек. при зниженні швидкості ДП заряд АБ відновлюється. Після зупинки ДП заряд АБ становить 100 % (а не 60 %, як було на початку) за рахунок якого відбудеться наступний розгін ДП.

Приблизно можна вважати, що споживання палива у дизелі пропорційно швидкості дизеля. Тоді для порівняння споживання палива зроблено інтегрування швидкості дизеля на розглянутій ділянці (рис. 7). Результати споживання палива у АТП без (штрихова лінія) та з накопичувачем енергії (цільна лінія) наведені на рис. 7. Порівняння графіків показує, що економія палива становить приблизно 20 %, крім того, заряд АБ вирів з 60 до 100 %.

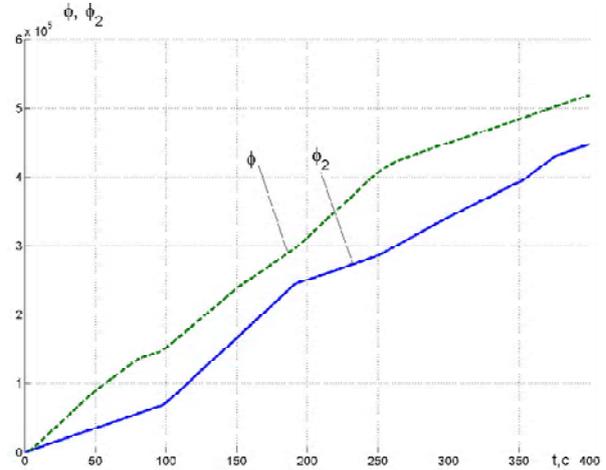


Рис. 7. Кути повернення дизеля (пропорційно, витрати палива) у ДП з АБ та без неї

Висновки

1. Дослідження розроблених математичної та імітаційної моделей гібридного АТП ДП показало доцільність їх використання для дослідження СК та процесів у силових агрегатах.

2. Результати моделювання показали можливість економії пального на розглянутій ділянці приблизно на 20 %, та за рахунок завдання бажаного заряду АБ (відповідно маршрутним карткам) знизити динамічне навантаження у 2–3 рази на дизель та АБ.

Перелік посилань

1. Басов Г. Г. Прогнозування розвитку дизель-поїздів для залізниць України: Монографія. / Басов Г. Г. Ч. 1. – Харків : «Апекс+», 2004. – 240 с.
2. Hybrid Electric Vehicle Power Train using Battery Model / www.mahworks.com/trademarks.
3. Esposito F. A Sub-optimal Energy Management Strategy for Hybrid Electric Vehicles. / Esposito F., Tutor Meo S. // Universita degli Studi di Napoli Federico II. Интернет. – 2007. – 151 p.

4. <http://www.railpower.com>.
5. <http://www.transport.alstom.com>.
6. Барский В. А. Анализ эффективности применения гибридных тяговых передач на маневровых тепловозах / В. А. Барский, В. А. Иванов, А. Е. Фришман, Г. И. Яровой // Сборник научных трудов Днепродзержинского государственного технического университета. Тематический выпуск: «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика». – Днепродзержинск : ДГТУ, 2007. – С. 328–329.
7. Орловський І. А. Математическа модель частотно-регульованого асинхронного тягового електропривода дизель-поезда с усовершенствованной системой управления / И. А. Орловський, Е. В. Страколист // Сборник научных трудов Днепродзержинского государственного технического университе-та. Тематический выпуск «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика». – Днепродзержинск : ДГТУ, 2007. – С. 261–264.
8. Волков А. В. Математическая модель многодвигательного частотно-регулируемого асинхронного электропривода дизель-поезда с векторной системой управления / А. В. Волков, И. А. Орловский // Технічна електродинаміка – Тематичний випуск «Проблеми сучасної електротехніки», Ч. 6. – 2008. – С. 31–36.
9. Шавьолкін О. О. Перетворювальна техніка: навчальний посібник / О. О. Шавьолкін, О. М. Наливайко. Під загальною редакцією канд. техн. наук доц. О. О. Шавьолкіна. – Донецьк-Краматорськ : ДДМА, 2008. – 329 с.
10. <http://hybrids.ru>.

Поступила в редакцію 07.05.09 г.

Разработана математическая модель и система управления гибридного асинхронного тягового привода дизель-поезда с применением мощной аккумуляторной батареи. Выполнено исследование разработанной модели в системе Matlab.

Mathematical model and control system of hybrid asynchronous traction drive of diesel engine-multiple unit train with the powerful storage battery use are designed. The developed model research in system MatLab is executed.

УДК 621.313

В. В. Зиновкин, Э. М. Кулинич

Моделирование автоматизированного электропривода дозатора технологической линии приготовления газобетона

Предложены математическая модель и структурно-логическая схема автоматизированного электропривода дозатора технологической линии приготовления газобетона с учетом параметров управляющих устройств, преобразователя частоты и исполнительных механизмов.

Введение

В настоящее время газобетоны получают все большее распространение в промышленном и гражданском строительстве ввиду ряда физико-технологических преимуществ по сравнению с другими строительными материалами. Их технологические процессы характеризуются большими темпами совершенствования и разнообразием используемого технологического оборудования [1–6]. Управление системами автоматизированного электропривода технологического процесса осуществляются по совокупности сигналов с линейными и нелинейными электромеханическими параметрами [7]. Для повышения эффективности технологических процессов приготовления газобетона и согласования режимов исполнительных механизмов и параметров используются современные цифровые и микропроцессорные устройства и привода [2–6]. Однако такие технические решения не удов-

летворяют технико-экономическим требованиям в условиях неопределенностей и несогласованностей отдельных электромеханических параметров управления при колебаниях напряжения, набросах и сбросах мощности, изменениях внешних факторов (температуры, влажности, вибрации и т. д.) [1, 3, 5, 6]. Для повышения эффективности управления техпроцессом в таких условиях, системы управления электропривода приготовления газобетона целесообразно исследовать как многопараметрические, а сигналы управления, в зависимости от электромеханических параметров, классифицировать по характерным признакам [7, 8]. Это позволяет отыскивать критерии оптимальности для линейных и нелинейных параметров независимо [9]. Анализ литературных источников свидетельствует о необходимости дальнейшего развития и конкретизации данного вопроса в сочетании с современными исполнительными механизмами и уп-

© В. В. Зиновкин, Э. М. Кулинич 2009 г.

равляющими микропроцессорными устройствами, а систему управления рассматривать как многопараметрическую. Поэтому исследование и моделирование режимов управления технологическими процессами приготовления газобетонов с учетом указанного приобретают особую актуальность и востребованы промышленностью.

Постановка задачи исследования

Будем исследовать автоматизированный электропривод дозатора технологической линии приготовления газобетона. Для этого рассмотрим математическую и компьютерную модели, в основе которых будем использовать методологические подходы и принципиальные основы многопараметрической системы автоматизированного управления технологическим процессом приготовления газобетона в сочетании с преобразователем частоты (ПЧ) Micromaster420 и программируемого логического контроллера (ПЛК) SIMATIC S7 фирмы SIEMENS.

Внешний вид расположения исполнительных и управляемых механизмов дозатора, а также каналы управления показаны на рис. 1. На рис. 1 приняты следующие обозначения основных элементов системы техпроцесса: шнековые элементы (1, 2); асинхронные электродвигатели (3, 4); входные поворотные заслонки (5); бункер (6); тензометрические датчики (7); выходная поворотная заслонка (8); контроллер управления (9); частотный преобразователь (10); устройство операторного контроля (11), компьютер верхнего уровня управления (12). Пунктирными линиями показано направление движения сыпучих компонент сухой смеси газобетона.

Задача заключается в необходимости обеспече-

ния автоматизированного управления набором компонент сыпучих составляющих газобетона в дозатор в нужных пропорциях. Данная стадия техпроцесса осуществляется при помощи двух шнековых питателей, приводимых асинхронными электродвигателями. Управление режимами этих двигателей осуществляется от преобразователя частоты. В качестве исходных данных используем информацию, поступающую от контролера $f_{yup}(t)$, управляющие сигналы которого определяет режимы работы двигателей. Последние обеспечивают технологический процесс работы дозатора. Для сопоставления режимов работы управляющих и исполнительных механизмов в динамике используем сигналы преобразователя частоты и тензометрических датчиков в дозаторе. Первые характеризуют режимы электропривода, а вторые – загрузку дозатора.

Математическая модель управления электроприводом дозатора технологической линии базируется на анализе многопараметрического сигнала $\xi(t)$, который является суммой сигналов управляющих и исполнительных механизмов, некоторые из которых обладают соответствующими инерционными особенностями. Затем полученные результаты используем для разработки компьютерной модели. В общем случае, во временном интервале протекания технологического процесса $\Delta t = t_2 - t_1$, многопараметрический сигнал управления должен описываться дифференциальным уравнением второго порядка

$$\Delta t \cdot \frac{\partial^2 \xi(t, q)}{\partial^2 t} + (t_1 + t_2) \cdot \frac{\partial \xi(t, q)}{\partial t} + \xi(t) = f_{yup}(t) \Big|_{q=const} \quad (1)$$

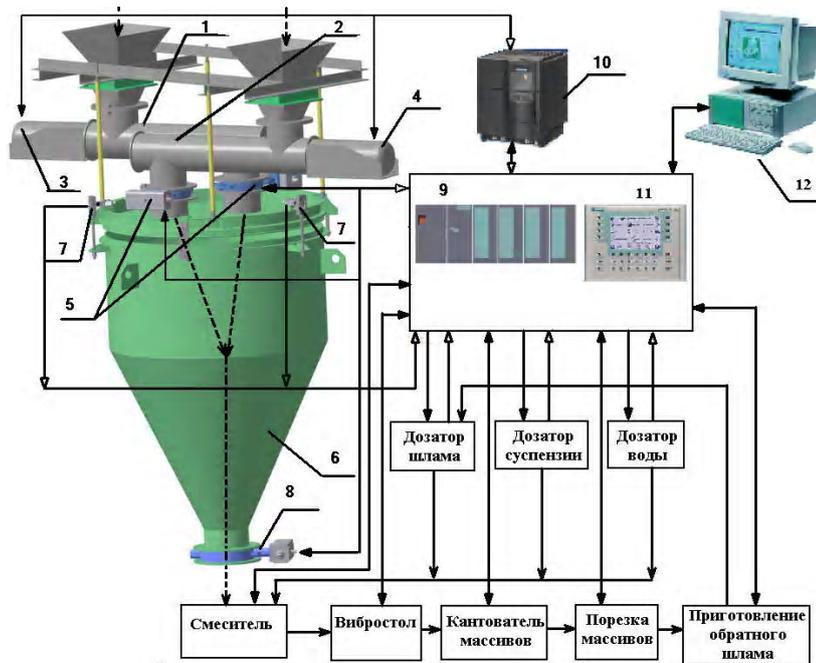


Рис. 1. Общий вид дозатора технологической линии приготовления газобетона и взаимосвязи параметров системы управления

где t_1 и t_2 – время начала и окончания управления технологическим процессом; $\xi(t, q)$ – выходной сигнал контролера; $f_{ynp}(t)$ – сигнал управления двигателями шнековых питателей; q – параметр, характеризующий особенности системы управления, использующихся управляющих и исполнительных устройств и механизмов. Для решения нашей задачи параметр q принимаем постоянным.

Поскольку отыскиваем алгоритм управления с начальными данными $\xi(t_1) = 0, \frac{\partial \xi(t_1)}{\partial t} = 0$ в текущее $\xi(t_2) = \xi_k, \frac{\partial \xi(t_2)}{\partial t} = 0$ с учетом ограничения технической возможности преобразователя частоты в пределах $f_{min} \leq |f| \leq f_{max}$, то дифференциальное уравнение (1) преобразуем к следующей системе, удобной для дальнейших исследований:

$$\left. \begin{aligned} t_1 \cdot \frac{\partial \xi_2(t)}{\partial t} + \xi_2(t) &= \lambda(t)_{ynp}, \\ t_2 \cdot \frac{\partial \xi_1(t)}{\partial t} + \xi_1(t) &= \xi_2(t). \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

В результате преобразования системы (2) к форме Коши приходим к следующей системе:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial_2 \xi(t)}{\partial t} &= t_1^{-1} \cdot [\lambda(t)_{ynp} - \xi_2(t, q)] = f_1(\xi_2(t), u), \\ \frac{\partial_1 \xi(t)}{\partial t} &= t_2^{-1} \cdot [\xi_2(t) - \xi_1(t, q)] = f_2(\xi_2(t), \xi_1(t)). \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Для прояснения физической сущности системы (3) и нахождения вспомогательных переменных $\varphi_1(t)$ и $\varphi_2(t)$, характеризующих динамику протекания управляемых сигналов, составляем следующую, сопряженную системе (3) систему

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \varphi_1(t)}{\partial t} &= - \left[\frac{\partial f_1(\xi_2(t), u)}{\partial \xi_2(t)} \cdot \varphi_1(t) + \frac{\partial f_2(\xi_2(t), \xi_1(t))}{\partial \xi_2(t)} \cdot \varphi_2(t) \right], \\ \frac{\partial \varphi_2(t)}{\partial t} &= - \left[\frac{\partial f_1(\xi_2(t), u)}{\partial \xi_1(t)} \cdot \varphi_1(t) + \frac{\partial f_2(\xi_2(t), \xi_1(t))}{\partial \xi_1(t)} \cdot \varphi_2(t) \right]. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

В результате преобразований решение для вспомогательных функций принимает следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1(t) &= \Pi_1 \cdot e^{t/t_2} + \Pi_2 \cdot e^{t/t_1}, \\ \varphi_2(t) &= \Pi_0 \cdot e^{t/t_2}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Для получения общего вида управляемого сигнала система (5) должна удовлетворять условиям Гамильтона. Исследования показали, что при удовлетворении этих условий система (5) имеет следующее решение:

$$\left. \begin{aligned} &\text{в общем виде} \\ H_1(t) &= f_1(t) \cdot t_1^{-1} (k_u - \xi_2(t) + \varphi_2(t) \cdot t_2^{-1} \cdot (\xi_2(t) - \xi_1(t))), \\ &\text{максимальное значение} \\ H_1(t)_{max} &= (\Pi_1 \cdot e^{t/t_2} - \Pi_2 \cdot e^{t/t_1}) * \\ &\quad * (k_u \cdot t_1^{-1} \cdot u_{max}) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Поскольку полученные решения удовлетворяют формальным условиям, то закон управления технологическим процессом приготовления газобетона принимает следующий вид:

$$\begin{aligned} u(t) &= \text{sign} \varphi_1(t) \cdot u_{max} = \\ &= \text{sign}(\Pi_1 \cdot e^{t/t_2} - \Pi_2 \cdot e^{t/t_1}) \cdot u_{max}(t) = \\ &= f_{ynp}(t) \cdot u_{max}(t). \end{aligned} \quad (7)$$

Применительно к решаемой задаче и использованию технических характеристик преобразователя частоты уравнение (7) удобно представить в следующем виде:

$$f_{вых}(t) = f_{ynp}(t) \cdot \varepsilon(x, \xi) \cdot \beta(z, v), \quad (8)$$

где $f_{вых}(t)$ – частота на выходе преобразователя частоты; $f_{ynp}(t)$ – управление от контролера через аналоговый вход преобразователя частоты; $\varepsilon(x, \xi)$ – параметры, характеризующие разгон-торможение; $\beta(z, v)$ – параметры, характеризующие частотные характеристики преобразователя частоты.

Для моделирования технологического процесса в сочетании с управляющими сигналами, полученные результаты на математической модели приведем в соответствие с технологическими параметрами.

Конечным параметром, характеризующим производительность дозатора технологической линии и системы управления, является весовой показатель компонентов газобетона

$$G(t) = \int_{t_1}^{t_2} P(t, q) \cdot F(t) dt, \quad (9)$$

который пропорционален производительности шнекового питателя

$$P(t, q) = P_{max}(q) \cdot f_{вых}(t) \quad (10)$$

и потока материала

$$F(t, q) = S(t, q) \cdot \rho(t). \quad (11)$$

Остальные обозначения в (9)–(11) следующие:
 $P_{max}(q)$ – наибольшая производительность шнека;
 $S(t, q)$ – пропускная способность заслонки, зависящая от площади открытия заслонки.

Структурно-логическая схема математической модели автоматизированного электропривода дозатора технологического процесса приготовления газобетона показана на рис. 2. На этом рисунке приняты следующие обозначения:

- блок ПЛК осуществляет анализ технологической информации с учетом обратных связей (в частности, сигнал о весе дозируемого материала в дозаторе) и формирует сигнал оптимального, для данного временного интервала, управления режимом дозатора;
- блок ПЧ моделирует функции частотного преобразователя, связанные с влиянием настроек параметров преобразователя частоты Micromaster420 на выходной сигнал силовой части этого преобразователя;
- блок Шнек описывает зависимость производительности шнекового питателя от частоты на выходе частотного преобразователя;
- блок Бункер формирует сигнал потока дозируемого материала на основании производительности шнекового питателя, состояния заслонки на выходе технологического накопительного бункера и плотности дозируемого материала;
- блок Дозатор интегрирует поступающий поток дозируемого материала и формирует сигнал веса материала в дозаторе. Этот сигнал, по сути, симулирует сигнал с тензометрических датчиков дозатора и является сигналом обратной связи для ПЛК.

ПЛК на основании задания на дозирование и сигнала обратной связи веса в дозаторе $G(t)$ формирует сигнал управления $f_{ymp}(t)$ для преобразователя ПЧ. Блок ПЧ осуществляет преобразования этого сигнала в сигнал на выходе силовой части преобразователя $f_{вых}(t)$, который является процентным выражением выходной частоты преобразователя от номинальной частоты электродвигателя шнекового питателя. Сигнал $f_{вых}(t)$ в блоке Шнек преобразуется в сигнал текущей производительности шнека $P(t)$, подаваемый на вход блока Бункер. В блоке Бункер на основании производительности шнека и состояния заслонки $S(t)$, которое поступает с блока Заслонка, а также плотно-

сти дозируемого материала формируется сигнал потока материала $F(t)$ на выходе расходного бункера в дозатор. Блок Дозатор интегрирует сигнал потока материала. На выходе блока Дозатор выдается сигнал веса материала в дозаторе, являющийся сигналом обратной связи для ПЛК.

Необходимо отметить, что структурная схема приведена для дозирования одного компонента. Для двух компонентов добавляется еще по одному блоку Бункер, Шнек и Заслонка, а также блок переключения режима дозирования и сумматор потоков двух разных компонентов.

Результаты исследований и их анализ. Результаты компьютерного моделирования динамических режимов системы автоматизированного электропривода дозатора технологической линии приготовления газобетона приведены на рис. 3. На рис. 3, а) и б) показаны изменения управляющих сигналов преобразователя частоты и режим работы электродвигателей в зависимости от времени, соответственно. На рис. 3, б) также показан характер протекания процесса дозирования сухих компонентов газобетона во времени. В процессе моделирования, в зависимости от характера протекания режимов и изменения сигнала управления ПЛК, осуществлялось грубое и более точное регулирование. Сопоставительный анализ результатов исследований показал, что при изменении режимов дозирования выходная частота ПЧ находится в границах нормированных параметров. При этом весовые показатели сухих компонентов в дозаторе изменяются с задержкой до 2 с относительно подачи $f_{зад}(t)$. Частота выходного сигнала ПЧ (рис. 2, б) возрастает до номинального значения значительно быстрее по сравнению с изменением весового показателя (рис. 2, в). Это поясняется инерционностью управляющих устройств и исполнительных механизмов, а также особенностями протекания техпроцесса. После стабилизации электрических режимов электропривода процесс заполнения дозатора сухими компонентами смеси газобетона возрастает по линейному закону до момента наполнения. После отключения электродвигателей в течение 0,5 с имеет место стабилизация процесса наполнения бункера. Приведенные результаты согласуются с экспериментальными данными с достаточной для инженерных задач точностью.

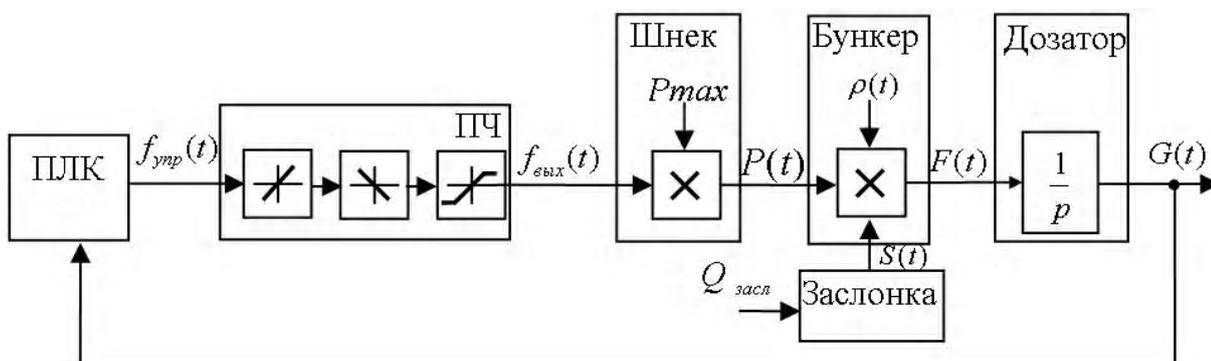


Рис. 2. Структурно-логическая схема компьютерной модели автоматизированного электропривода дозатора технологической линии приготовления газобетона для дозирования одного компонента

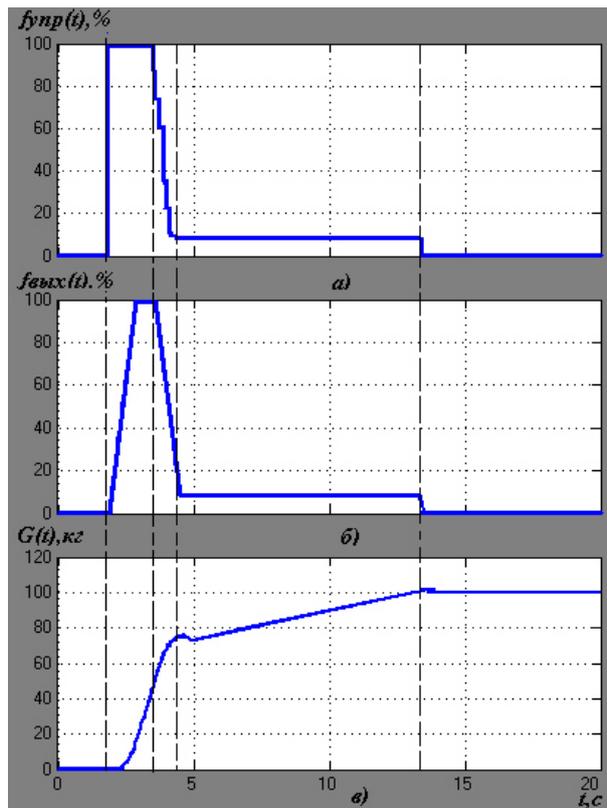


Рис. 3. Результаты компьютерного моделирования автоматизированного электропривода технологического процесса приготовления газобетона

Выводы

1. Разработанные математическая модель автоматизированного электропривода технологического процесса дозировки сухих компонентов газобетона и ее структурно-логическая схема позволяют, с достаточной для инженерной практики точностью, моделируют динамические режимы исполнительных и управляющих механизмов технологической линии приготовления газобетонов и позволяют проверить степень согласованности параметров применяющегося электромеханического оборудования.

2. Наполнение дозатора компонентами сухой смеси газобетона осуществляется с задержкой до 4 с по сравнению с сигналами на открытие и закрытие технологических заслонок, что поясняется инерционностью электропривода и шнековых элементов.

3. Для повышения эффективности вновь разраба-

тываемых автоматизированных систем управления технологическим процессом приготовления газобетона целесообразно продолжить исследования в направлении учета влияния вероятностных факторов и параметров всей технологической линии в целом, а также условий работы электроприводов в сочетании с другими элементами и исполнительными механизмами.

Перечень ссылок

1. Большаков В. И. Производство изделий из автоклавного бетона в Украине / Большаков В. И., Мартыненко В. А. // Теория и практика производства и применения ячеистого бетона в строительстве. Сб. науч. трудов. Вып. 3. – 2007. – С. 8–12.
2. Кларе М. Производство ячеистобетонных изделий по технологии фирмы «Маза-Хенке» / Кларе М., Иванов А. // Строительный рынок. – 2006. – № 9–10. – С. 17–19.
3. Beitzel H. Quality-assured manufacture of self-compacted concrete by changing the relevant machine parameters in concrete mixers / Beitzel H. // BFT. – 2007. – № 1. – P. 32–45.
4. Сердюк В. Р. Перспективы производства ячеистых бетонов автоклавного твердения / Сердюк В. Р., Христинич А. В., Лемешев М. С. // Сб. Будівельні матеріали, вироби та санітарна техніка. – 2007. – № 24. – С. 18–21.
5. G. Zapotochna-Sytek Автоклавный ячеистый бетон в странах Европы / G. Zapotochna-Sytek // Будівельні матеріали, вироби та санітарна техніка. – 2007. – № 24. – С. 59–70.
6. G. Zapotochna-Sytek: Rozwoj Autoklawizowanego betonu komorkowego na tle 20 Konferencji «Jadwisinskich» / G. Zapotochna-Sytek // Materiały 20 Konferencji Naukowo-Technicznej Jadwisin. – 2006. – Str. 389–405.
7. Зиновкин В. В. Многокритериальная автоматизированная система управления технологическим процессом приготовления газобетона / Зиновкин В. В., Кулинич Э. М. // Матеріали міжнар. конференції «ISDMCI-2009», (Євпаторія, 19–22 травня). – 2009. – Т. 2. – С. 608–611.
8. Зиновкин В. В. Многопараметрическая система автоматизированного управления технологическим процессом приготовления газобетона / Зиновкин В. В., Кулинич Э. М. // Східно-Європейський журнал передових технологій. – 2009. – №3/3(39). – С. 38–43.

Поступила в редакцию 02.02.09 г.

Запропоновано математичну модель та структурно-логічну схему автоматизованого електроприводу технологічної лінії приготування газобетону з урахуванням параметрів керуючих пристроїв, перетворювача частоти та виконуючих механізмів.

Mathematical model and structurally-logical scheme of the automated electric drive of technological process of aerocrete preparation taken into account the actuation devices parameters, the frequency converter and executive mechanisms are offered.

УДК 621.316

А. А. Гилев, В. С. Миронов

Комбинированные приводы электрических аппаратов, их разновидности и классификация

Рассматриваются новые конструкции приводов электрических аппаратов с повышенным быстродействием и большим ходом подвижной части, а также особенности классификации таких приводов.

Введение

В настоящее время в силовых электрических цепях среднего напряжения широкое распространение в качестве коммутационных аппаратов нашли вакуумные и элегазовые выключатели. В связи с ростом коммутируемой ими мощности, связанной с ростом энергопотребления силовых цепей, а также с расширением круга технических задач, решаемых такими аппаратами, возникла проблема создания новых типов приводов, отвечающих следующим техническим требованиям:

- высокое быстродействие;
- стабильность времени срабатывания;
- обеспечение режима автоматического повторного включения (АПВ);
- минимальный дребезг контактов при включении аппарата;
- возможность управления приводом от многооперационного контроллера;
- обеспечение необходимого усилия поджатия контактов в замкнутом состоянии.

Эти требования противоречивы между собой и при конструировании новых типов приводов приходится идти на технический компромисс.

Целью данной статьи является классификация комбинированных приводов электрических аппаратов (ЭА).

Классификация и описание комбинированных приводов ЭА.

Применяемые в современных коммутационных аппаратах серийно выпускаемые приводы относятся в большинстве случаев к двум типам. Это электромагнитные и моторно-пружинные приводные устройства. Если при небольших ходах контактов выключателей (4...8 мм) эти приводы удовлетворяют предъявленным требованиям, то при больших величинах перемещения подвижных частей аппарата указанные типы приводов по своим конструктивным особенностям не могут обеспечить перечисленные технические характеристики.

Все коммутационные аппараты, применяемые в силовых электрических сетях, выполняют рабочий цикл, состоящий из двух операций – включения и отключения (В-О). Если для выполнения этих операций используется один и тот же механизм, привод будем называть простым. Так один и тот же электромагнитный механизм обеспечивает выполнение операций В-О в вакуумных выключателях фирм ABB, P3BA и др.

Однако технические требования к механизмам, обеспечивающим данные операции, существенно различаются в зависимости от вида операции. Операцию отключения желательно проводить с максимально допустимой для данного дугогасительного устройства скоростью, при включении скорость должна быть снижена, чтобы обеспечить минимальный дриблинг контактов и их поджатие в замкнутом состоянии. В связи с этим ряд приводов используют для каждой из операций свой приводной механизм. Такие приводы будем называть сложными. Нередко в таких приводах при работе одного механизма происходит запасание механической энергии для срабатывания другого.

При выполнении операции отключения как в простых, так и в сложных приводах, приводной механизм одного определенного типа не может обеспечить удовлетворения всех требований, предъявляемых к аппарату, в продолжение всей операции, особенно при большом ходе контактов. Для решения данной задачи в работе [1] предложен привод, в котором при выполнении одной операции на подвижную часть аппарата одновременно воздействуют два типа приводных механизмов, что позволяет реализовать различные характеристики привода в зависимости от конкретных условий. Такие приводы будем в дальнейшем называть комбинированными.

В лаборатории электрических аппаратов СевНТУ в течение ряда лет ведутся работы по исследованию и разработке различных типов комбинированных приводов вакуумных выключателей среднего напряжения [2]. В них индукционно-динамические механизмы (ИДМ) работают в сочетании с электромагнитными механизмами (ЭММ), либо с мощными постоянными магнитами (ПМ). Такие сочетания позволяют получать при высоком быстродействии различные законы механического воздействия на подвижную часть аппарата в зависимости от решаемых задач. На рис. 1 представлена схема и общий вид комбинированного привода, состоящего из плоского индукционно-динамического механизма и электромагнита броневых типа. ИДМ в начале процесса создает мощный толчок, а затем подвижная часть привода подхватывается ЭММ.

На рис. 2 представлен комбинированный привод с ИДМ соленоидного типа и ЭММ. Особенностью этого привода является универсальная катушка, общая для обоих механизмов, что значительно упрощает схему управления приводом. Фиксация подвижной части аппарата в одном из двух положений осуществляется

© А. А. Гилев, В. С. Миронов 2009 г.

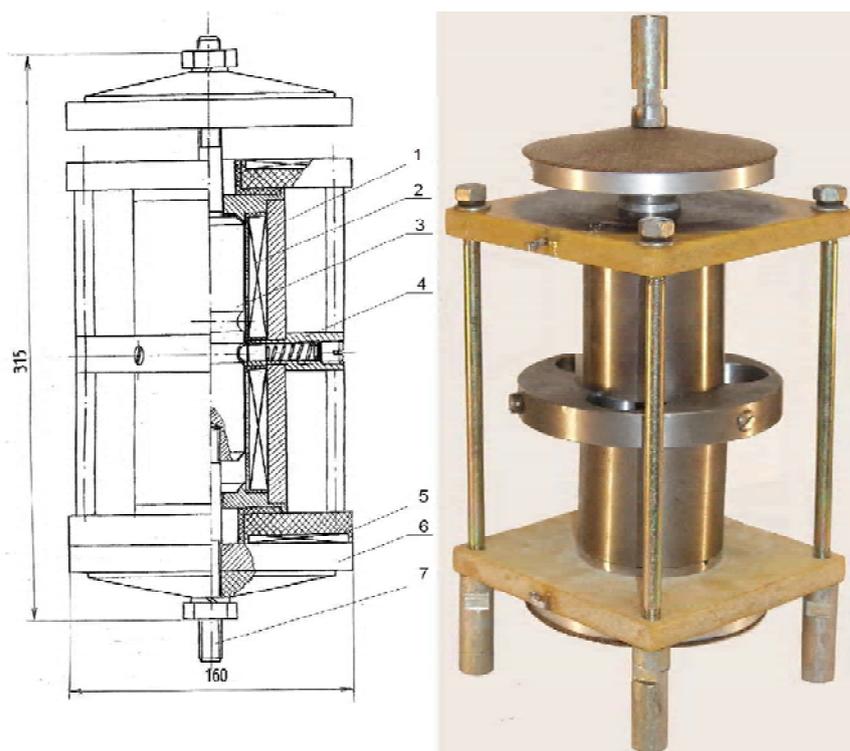


Рисунок 1 – Схема и общий вид комбинированного привода из ИДМ с плоской катушкой и ЭММ: 1 – корпус привода; 2 – катушка ЭММ; 3 – якорь-личинка с проточками; 4 – механическая защелка; 5 – катушка ИДМ; 6 – диск ИДМ; 7 – шток подвижной системы

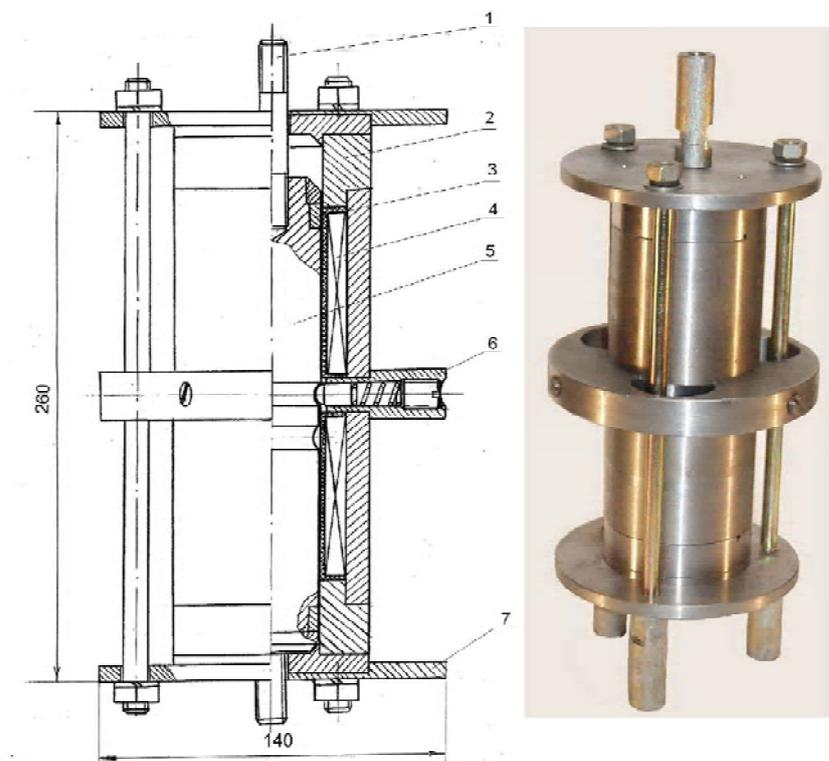


Рисунок 2 – Схема и внешний вид комбинированного привода с ИДМ соленоидного типа и ЭММ: 1 – шток привода; 2 – корпус; 3 – проводящее кольцо; 4 – катушка привода, общая для ИДМ и ЭММ; 5 – якорь-личинка с проточками; 6 – механическая защелка; 7 – фланец

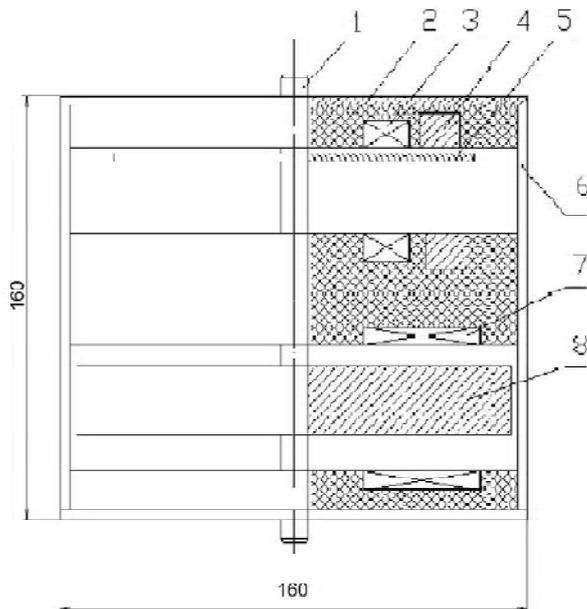


Рисунок 3 – Схема и внешний вид комбинированного привода с ИДМ и постоянными магнитами: 1 – шток привода; 2 – фланец; 3 – постоянный магнит; 4 – компенсационная катушка; 5 – ферромагнитный диск; 6 – стойка корпуса; 7 – катушка ИДМ; 8 – диск ИДМ

механической защелкой со сферическими фиксаторами, позволяющей регулировать усилие фиксации. Указанные приводы с ЭММ имеют тот недостаток, что якорь электромагнита значительно увеличивает массу подвижных частей, что снижает быстродействие и КПД привода.

С появлением нового поколения постоянных магнитов оказалась возможной замена в комбинированном приводе ЭММ на ПМ. Привод с ИДМ и ПМ показан на рис. 3. При таком сочетании значительно уменьшился вес подвижных частей и отпала необходимость в механической защелке, поскольку фиксация подвижной части осуществляется силой притяжения ферромагнитного диска к постоянному магниту.

Питание механизмов привода осуществляется от емкостных накопителей энергии, что обеспечивает независимость срабатывания аппарата от наличия питания в оперативных цепях. Помимо этого, все приводы снабжены аварийной рукояткой ручного управления выключателем, наличие которой не влияет на механические характеристики привода.

Испытание вакуумных выключателей на 35 кВ с комбинированными приводами и ходом контактов 16 мм показали высокие эксплуатационные характеристики, обеспечиваемые этими приводами, такие, как вы-

сокое быстродействие, стабильность срабатывания и высокий механический ресурс.

Перечень ссылок

1. Могилевский Г. В. Привод быстродействующих автоматических выключателей / Г. В. Могилевский // Изв. вузов. Сер. Электромеханика. – 1994. – №3. – С. 36–40.
2. Гилев А. А. Комбинированный универсальный привод электрических аппаратов / А. А. Гилев // Сб. информ. и рекл. матер. междунар. симпоз. «Украина-Польша: современное оборудование систем электроснабжения» (UPSES '99), 22–23 окт. 1999. – Харьков. – С. 35.
3. Пат. 59153 А Украпна, МПК⁷ Н01Н1/54. Комбінований привід комутаційного апарата / А. А. Гільов (Украпна). – № 2003032289; заяв. 15.03.2003; опубл. 15.08.2003 Бюл. № 7.
4. Пат. 59154 А Украпна, МПК⁷ Н01Н 3/28. Реверсивний комбінований привід комутаційного апарата / А. А. Гільов (Украпна). – № 2003032291; заяв. 15.03.2003; опубл. 15.08.2003 Бюл. № 7.

Поступила в редакцию 19.03.09 г.

Розглядаються нові конструкції приводів електричних апаратів з підвищеною швидкістю та більшим ходом рухомої частини, а також особливості класифікації таких приводів.

The new constructions of electrical apparatus drives with high operating speed and the active part great motion as well as the classification peculiarities of such drives are considered.

УДК 621.313.17

В. В. Гребеников, М. В. Прыймак

Исследование влияния конфигурации магнитной системы на моментные характеристики электродвигателей с постоянными магнитами

Рассматриваются результаты расчета магнитного поля и моментов для трех моделей электродвигателей с постоянными магнитами. Показано, что конфигурация магнитной системы существенным образом влияет на моментные характеристики электродвигателя.

Введение

Развитие новых типов электрических машин с постоянными магнитами (ПМ) и электронной коммутацией тесно связано с достижениями в микро- и энергоэлектронике, информатике и материаловедении вместе с новыми знаниями о современных тенденциях развития машин. За последние годы электродвигатели с ПМ заняли прочное положение в производственных программах ведущих зарубежных электромашиностроительных компаний («Сименс», «Дженерал Электрик», «Фанук» и др.). В большинстве каталогов готовой продукции этих компаний электродвигатели с редкоземельными постоянными магнитами находятся на первом месте.

Это связано с созданием современных ПМ на основе соединения Nd-Fe-B, которые могут обеспечить высокие значения остаточной магнитной индукции (до $B_r = 1,44$ Тл) и имеют температурную стабильность при температурах до 150°C . Современные редкоземельные ПМ способны обеспечить максимальную индукцию в воздушном зазоре без концентрации потока на уровне $0,6\text{--}0,8$ Тл. Один из перспективных путей повышения отношения номинального момента к массе двигателя – это техническое решение на основе принципа концентрации магнитного поля, при котором индукция в воздушном зазоре может превышать остаточную индукцию ПМ [1].

С другой стороны, успехи в области силовой и микропроцессорной техники создали благоприятные условия для разработки и производства электромеханических преобразователей энергии нового поколения на базе электродвигателей с ПМ. Такие преимущества позволяют применять их в различных устройствах широкого диапазона единичной мощности, в том числе, в безредукторных электроприводах непосредственного действия (Direct Electric Drive) с повышенной надежностью. Электропривод на базе таких двигателей может не только успешно конкурировать с уже известными техническими решениями, но и найти новые области применения в качестве элементной базы мехатроники и робототехники, в транспортных системах, в устройствах сложной бытовой техники, в сервоприводах, приводах насосов и вентиляторов, в приводах электромобилей и морской техники [2–4].

Целью данной статьи является исследование влияния

конфигурации магнитной системы на моментные характеристики электродвигателей с постоянными магнитами.

Основной результат

В качестве иллюстрации влияния конфигурации магнитной системы на моментные характеристики электродвигателей с ПМ приведем результаты моделирования трех моделей.

На рис. 1 приведены три модели электродвигателей с ПМ. При этом в **Модели 1** (рис. 1, а) статор по размерам идентичен со статором асинхронного двигателя 4A112MA8, имеющим внешний диаметр статора $D_a = 191$ мм с числом пазов, равным 48, и внутренний диаметр – $D_i = 132$ мм. Ротор в **Модели 1** выполнен в виде 8-ми полюсной магнитной системы с тангенциально расположенными высокоэнергетическими постоянными магнитами, намагниченными в направлении, перпендикулярном к плоскостям постоянных магнитов. Размер ПМ для этой модели – 10^*48^*100 мм. Величина минимального воздушного зазора равна $\delta_0 = 1$ мм. В роторе магниты располагаются по радиусу и примыкают торцами к ферромагнитным концентраторам, выполненным из конструкционной стали СТ20. Для наилучшей концентрации магнитного потока ребра соседних магнитов у вала ротора должны соприкасаться. Такая конструкция особенно рациональна при использовании высококоэрцитивных магнитов на основе редкоземельных материалов типа NdFeB. Важной особенностью конструкции с тангенциальным намагничиванием является возможность получения с ее помощью рабочих индукций в зазоре B_δ , иногда даже превышающих остаточную магнитную индукцию B_r постоянных магнитов. Это связано с тем, что, благодаря непрерывности линий магнитного поля поток, входящий в сектор через боковые торцы двух смежных магнитов, приблизительно равен потоку, выходящему из сектора через его границу, площадь которой может быть существенно меньше удвоенной площади бокового торца магнита. Однако, сложность изготовления такой конструкции ротора приводит к необходимости выполнить ротор с ПМ, ребра которого не соприкасаются у вала ротора, что приводит к некоторому недоиспользованию потенциала ротора.

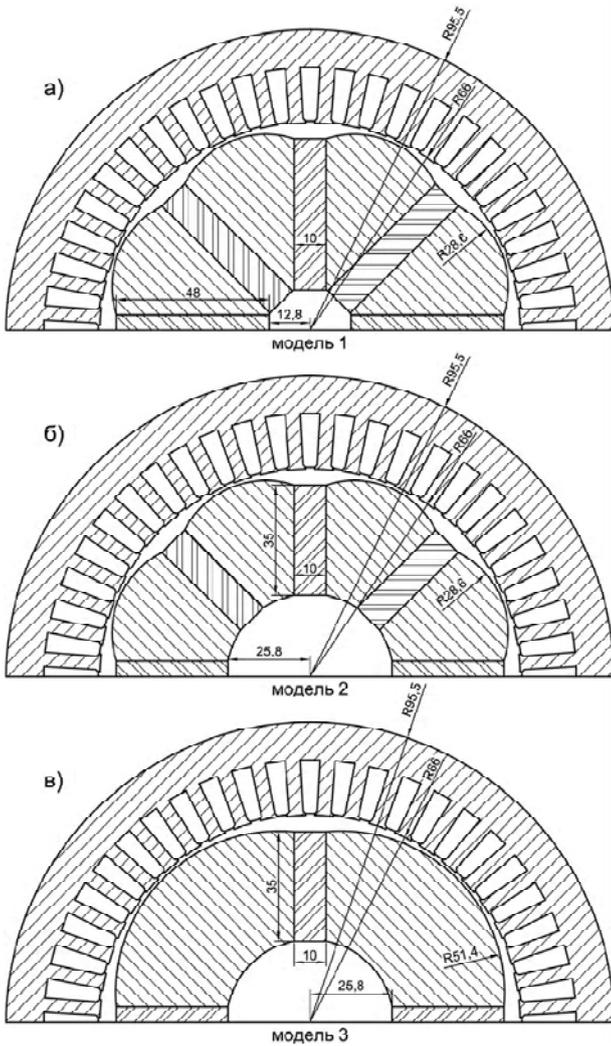


Рис. 1. Размеры магнитопроводов для трех моделей электродвигателей с ПМ

На рис. 1, б показана **Модель 2**, в которой статор имеет такой же внешний и внутренний диаметр, как в **Модели 1**. Ротор в **Модели 2** так же выполнен в виде 8-ми полюсной магнитной системы, однако, для упрощения технологии его изготовления содержит ПМ меньших размеров – 10*35*100 мм.

В настоящее время высокоэнергетические ПМ имеют достаточно высокую стоимость. Поэтому в **Модели 3** (рис 1, в) исследовалась конфигурация магнитной системы, в которой статор имеет такие же размеры, как в **Моделях 1** и **2**, а ротор выполнен в виде 4-х полюсной магнитной системы с четырьмя ПМ размерами – 10*35*100 мм.

Таким образом, в работе исследуются три модели электродвигателей с ПМ: **Модель 1** имеет конфигурацию статора, идентичную асинхронному двигателю 4А112МА8, в **Модели 2** ротор выполнен с ПМ меньших размеров для упрощения технологии изготовления ротора, а в **Модели 3** ротор выполнен 4-х полюсным для удешевления изготовления электродвигателя. Обмотка статора в **Модели 3** для обеспечения работоспособности двигателя должна наматываться соответствующим образом.

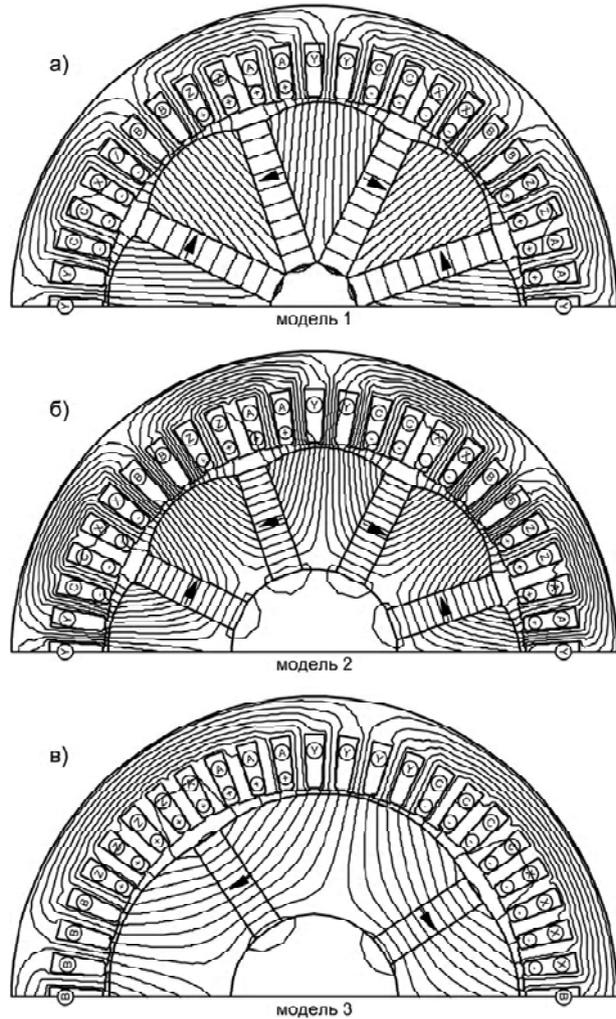


Рис. 2. Картина распределения магнитного поля в поперечном сечении активной части электродвигателей по оси d

На рис. 2 представлено распределение магнитного поля в поперечном сечении исследуемых моделей. Моделирование магнитостатики осуществлялось в программном комплексе ELCUT 5.6 при следующих исходных данных:

- магнитопровод статора – сталь СТ2211 (с учетом нелинейности кривой намагничивания стали);
- ферромагнитные концентраторы – конструкционная сталь СТ20 (с учетом нелинейности кривой намагничивания стали);
- ПМ на основе NdFeB – коэрцитивная сила магнита $H_c = 1000 \text{ кА/м}$, остаточная индукция $Br = 1,32 \text{ Тл}$, магнитная проницаемость магнитов принята равной $\mu_{ПМ} = 1,03$ (направление магнитного поля ПМ показано стрелками);
- вал ротора выполнен из немагнитного материала с магнитной проницаемостью $\mu_0 = 1$;
- обмотки статора включены следующим образом: А(+), В(0), С(-).

По результатам моделирования распределения магнитного поля для трех моделей электродвигателей с ПМ можно сказать следующее: средняя индукция в воздушном зазоре для **Модели 1** (рис. 2, а) со-

ставляет $B_{1n} = 1,3$ Тл, для **Модели 2** – $B_{2n} = 1,2$ Тл, для **Модели 3** – $B_{3n} = 0,8$ Тл. Спинка статора для всех трех моделей не насыщается, так как величина воздушного зазора равна $\delta_0 = 1$ мм, существенных потоков рассеивания не наблюдается. Для полноты картины потоков рассеивания магнитного поля лучше применять трехмерное моделирование, а не двухмерное. На рис. 2 для всех трех моделей показано распределение магнитного поля при ориентации ротора по оси d . В этом положении поле, создаваемое ПМ в полюсах ротора, направлено согласовано с полем, создаваемым включенными фазами статора. Для осуществления коммутации фаз двигателя оснащаются тремя бесконтактными датчиками положения (Холла либо оптоэлектрическими).

На рис. 3 приведены зависимости крутящего момента от положения ротора $M = f(\theta)$ для трех моделей электродвигателей с ПМ при включении фаз статора следующим образом: А(+), В(0), С(-). Расчеты выполнены для плотности тока в обмотках $j = 2,5$ А/мм². С учетом того, что коэффициент заполнения паза принят равным $k_z = 0,5$, то плотности тока $j = 2,5$ А/мм² будет соответствовать реальная плотность тока в обмотках статора, равная $j_r = 5,0$ А/мм².

Зависимость крутящего момента от положения ротора для исследуемых моделей вычислялась в диапазоне от оси d (поле соответствующих полюсов ротора направлено согласно с полем, создаваемым включенными фазами статора) до оси q (поле соответствующих полюсов ротора направлено встречно к полю, создаваемому включенными фазами статора). Для **Моделей 1 и 2** этот диапазон равен 45°, а для **Модели 3** – 90°. Коммутация фаз двигателя должна осуществляться от трех бесконтактных датчиков. Через каждые 15° для **Моделей 1 и 2** и через каждые 30° для **Модели 3** происходит изменение состояния датчиков и выдается команда на включение соответствующих фаз двигателя. Алгоритм переключения фаз следующий: А(+), В(0), С(-); А(+), В(-), С(0); А(0), В(-), С(+); А(-), В(0), С(+). и т. д. Таким образом, в пределах зоны коммутации включаются только две фазы в соответствии с заданным алгоритмом. На рис. 3 **зона коммутации 1**, равная 15°, соответствует 8-ми полюсным моделям, а **зона коммутации 2**, равная 45°, соответствует 4-х полюсной **Модели 3**.

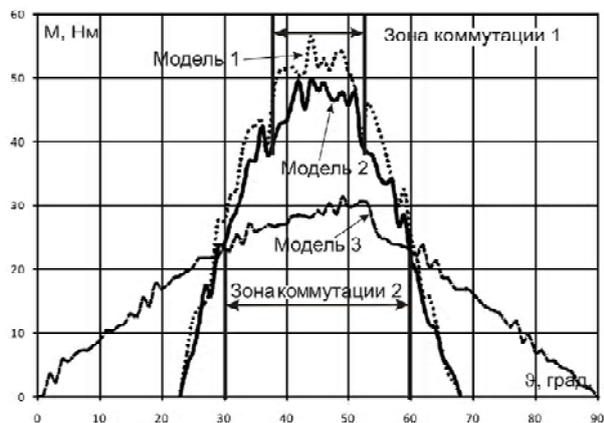


Рис. 3. Статические моментные характеристики для **Моделей 1, 2, 3**

Анализируя зависимость крутящего момента от положения ротора исследуемых моделей, следует отметить, что в зоне коммутации средний момент для **Модели 1** равен $M_{1cp} = 52$ Нм, для **Модели 2** – $M_{2cp} = 46$ Нм и, соответственно, для **Модели 3** – $M_{3cp} = 25$ Нм. Масса магнитов для **Модели 1** равна $m_1 = 2,88$ кг, для **Модели 2** – $m_2 = 2,1$ кг и для **Модели 3** – $m_3 = 1,05$ кг. Сравнивая **Модели 1 и 2**, с восемью ПМ в роторе отметим, что увеличение массы магнитов для **Модели 1** в 1,37 раза по сравнению с **Моделью 2** позволило увеличить значение среднего момента лишь в 1,1 раза. Кроме того, технология изготовления ротора **Модели 1** существенно сложнее, чем у **Модели 2**, так как необходимо выполнить соприкасающимися ребра магнитов у вала ротора. У **Модели 3** с четырьмя магнитами на роторе средний момент в пределах зоны коммутации примерно вдвое меньше по сравнению с **Моделью 1 и Моделью 2**.

Таким образом, приведенные результаты расчетов магнитного поля и моментов для трех моделей электродвигателей с ПМ свидетельствуют о том, что наиболее приемлемой является конфигурация магнитной системы у **Модели 2** с точки зрения стоимости ПМ, технологичности изготовления ротора и отношения массы электродвигателя к развиваемому моменту.

Электродвигатели с пазовым (или зубцово-пазовым) статором характеризуются большой величиной электромагнитного момента по сравнению с электрическими машинами, имеющими гладкий беспазовый статор. Однако их недостатком являются зубцово-пазовые пульсации, вызванные различными магнитными сопротивлениями областей пространства, расположенных вблизи зубцов и пазов. Эти пульсации генерируют набор высших гармонических составляющих, приводящих, в конечном итоге, к возникновению вибраций и шумов, отрицательно влияющих на долговечность подшипниковых узлов, а значит, и надежность электродвигателя в целом.

С целью ограничения зубцовых пульсаций применяют различные способы. Один из них – это выполнение скосов на роторе [5]. Такой способ является весьма эффективным, однако технология изготовления ротора усложняется. Кроме того, поскольку величина индукции в рабочем зазоре при использовании концентрации магнитного поля может быть даже выше остаточной индукции ПМ, то с целью уменьшения пульсаций приходится увеличивать величину рабочего зазора, а значит, уменьшать величину развиваемого момента. Другим способом, позволяющим уменьшить величину пульсации электромагнитного момента, является профилирование ферромагнитных полюсов по заданному определенному закону или придание специальной формы полюсов на роторе.

В качестве иллюстрации на рис. 4 приведены результаты расчета зависимости момента от угла поворота ротора в пределах зоны коммутации, равной 15°, при различных формах ферромагнитных концентраторов в роторе. В **Модели 2** (размеры этой модели приведены на рис. 1) магниты «утоплены» в сторону вала электродвигателя на величину, равную 4 мм, от внешнего диаметра ротора и выполнено скругление ферромагнитных полюсов по дуге, две крайние точки

которой находятся на верхних гранях соседних магнитов, а средняя точка дуги находится на расстоянии, равном 1 мм от внутренней расточки статора. В **Модели 2-1** магниты не «утоплены» и верхняя грань магнитов совпадает с внешним диаметром ротора, а в **Модели 2-2** магниты «утоплены» на величину, равную 8 мм от внешнего диаметра ротора и также выполнено соответствующее скругление по дуге, крайние точки которых находятся на верхних гранях магнитов.

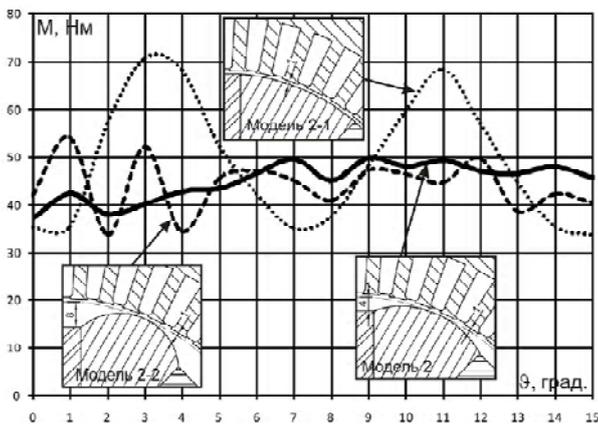


Рис. 4. Статические моментные характеристики Моделей 2, 2-1, 2-2

Анализируя результаты, представленные на рис. 4, следует отметить, что форма ферромагнитных полюсов на роторе существенным образом влияет на величину пульсаций электромагнитного момента. Если выполнять ферромагнитные концентраторы на роторе без соответствующего профилирования, то наблюдаются существенные пульсации электромагнитного момента. На рис. 4 для **Модели 2-1** максимальное значение момента составляет $M_{\max 2-1} = 72$ Нм и, соответственно, минимальное — $M_{\min 2-1} = 35$ Нм и, таким образом, разница между максимальным и минимальным значением момента составляет — 37 Нм. Для **Модели 2-2** эта разница между максимальным и минимальным значением момента составляет — 19 Нм, а для **Модели 2** — эта разница минимальна и соответственно составляет примерно 11 Нм. Очевидно, что профилирование ферромагнитных полюсов по более сложному закону позволит еще уменьшить пульсации электромагнитного момента, однако при этом усложнится и технология изготовления ротора.

Таким образом, применение численных методов и соответствующих программных комплексов позволяет выполнять расчет электромагнитного поля и моментов с учетом магнитных свойств материалов и па-

раметров модели. При этом для достижения поставленной цели, например, максимум момента в заданном объеме и минимума пульсаций электромагнитного момента, необходимо производить серию оптимизационных расчетов. Современные программные комплексы, например, ELCUT 5.6 или COMSOL 3.5 (FEMLAB) позволяют автоматизировать этот процесс и дают возможность получить оптимальную конфигурацию магнитной системы за приемлемое время.

Выводы

1. На стадии предварительного проектирования электродвигателей с ПМ важен и должен учитываться анализ происходящих в нем процессов, особенно характер распределения продольной компоненты магнитной индукции в зазоре вдоль полюсного деления.
2. Конфигурация магнитной системы, состоящей из ПМ и ферромагнитных концентраторов, существенным образом влияет на моментные характеристики электродвигателей.
3. Профилирование ферромагнитных полюсов по заданному определенному закону позволяет уменьшить величину пульсаций электромагнитного момента.

Перечень ссылок

1. Афонин А. А. Способ повышения магнитной индукции в зазоре электромеханических преобразователей энергии с постоянными магнитами / Афонин А. А. // Доповіді НАН України. — 2007. — № 6. — С. 76–80.
2. Гребеников В. В. Магнитные системы управляемых электрических машин с постоянными магнитами / Гребеников В. В. // Техн. электродинамика. Тем. выпуск : Проблеми сучасної електротехніки. — 2006. - Ч. 2. — С. 57–60.
3. Афонин А. А. Электромеханические преобразователи энергии нового типа / Афонин А. А., Гребеников В. В. // Пр. ін-ту електродинаміки НАН України : Зб. наук. пр. — К. : ІЕД НАНУ, 2007. - № 2 (116). — Ч. 1. — С. 91–96.
4. Афонин А. А. Инновационные технологии электрических машин с постоянными магнитами и двухсторонним возбуждением магнитного поля / Афонин А. А., Гребеников В. В. // Доповіді НАН України. — 2008. — № 6. С. 87–93.
5. Гребеников В. В. Моделирование магнитных полей в электромеханических преобразователях энергии с постоянными магнитами / Гребеников В. В., Прымак М. В. // Вісник кременчуцького державного політехнічного університету імені Михайла Остроградського. — 2009. — № 3 (56). — Ч 2. — С. 70–73.

Поступила в редакцию 11.05.09 г.

Розглядаються результати розрахунку магнітного поля і моментів для трьох моделей електродвигунів з постійними магнітами. Показано, що конфігурація магнітної системи істотно впливає на моментні характеристики електродвигуна.

The results of the calculation of the magnetic field and the moments for the three models of electric motors with permanent magnets are considered. It is presented that the magnetic system configuration significantly affects the torque characteristics of electric motor.

УДК 621.3.04::519.64

А. Л. Тарчуткин, М. В. Остренко

Использование метода интегральных уравнений для снижения размерности конечно-элементной задачи электростатического поля

Разработана математическая модель и программный комплекс Elax 2D, обладающий возможностью моделирования методом конечных элементов задач большой размерности, в том числе с открытыми границами. Увеличение точности моделирования достигнуто с помощью разделения задачи на несколько подзадач при использовании метода интегральных уравнений.

Введение

Увеличение эксплуатационных нагрузок на изоляцию трансформаторов, связанное с применением быстродействующих вакуумных и элегазовых выключателей, а также мероприятия по усовершенствованию трансформаторов приводит к увеличению напряженности электрических полей в изоляционных элементах изделий. Чтобы значения напряженности не превысили предельно допустимых значений, требуется применять при расчете электрических полей все более точные и надежные методы расчета.

Использование метода конечных элементов (МКЭ) для решения электростатических задач достаточно распространено [1–4]. Но при моделировании полей реальных объектов (трансформаторов, электрических реакторов с маслобарьерной или газовой изоляцией) приходится сталкиваться с рядом особенностей МКЭ. Так, при использовании элементов первого порядка (с линейной интерполирующей функцией) размер конечного элемента должен быть много меньше радиуса кривизны электрода. В некоторых практических случаях при высоких напряженностях поля и малых радиусах кривизны электродов размер ребра конечного элемента необходимо снижать до сотых долей миллиметра (долей градуса в угловом измерении). Особенно критична эта особенность МКЭ для расчета электростатических полей в трансформаторах с газовой изоляцией, где основой расчета является определение максимальных напряженностей на поверхности электродов и в узких газовых щелях. Использование мелких сеток приводит к тому, что количество узлов конечно-элементной сетки достигает миллионов. Такую задачу уже сложно решить на обычном персональном компьютере (ПК) за непродолжительное время (в пределах нескольких часов). Поэтому задача снижения размерности конечно-элементной модели электростатического поля является актуальной.

Следует отметить, что одним из способов решения данной проблемы является использование элементов высокого порядка (например – второго). Но в этом случае, если вид функции интерполянта не совпадает с характером поля вблизи электродов, то не удастся достичь необходимой точности расчета напряженности поля [1].

© А. Л. Тарчуткин, М. В. Остренко 2009 г.

Постановка задачи

В качестве иллюстрации вышеизложенного рассмотрим поле круглого провода диаметром 22,222 мм без изоляции в среде с относительной диэлектрической проницаемостью 1, находящегося под потенциалом 100 кВ. Характерная сетка вблизи поверхности электрода изображена на рис. 1. Заземленное пространство находится на бесконечно большом удалении. Точное аналитическое решение задачи дает значение напряженности поля на поверхности проводника 2,000 кВ/мм.

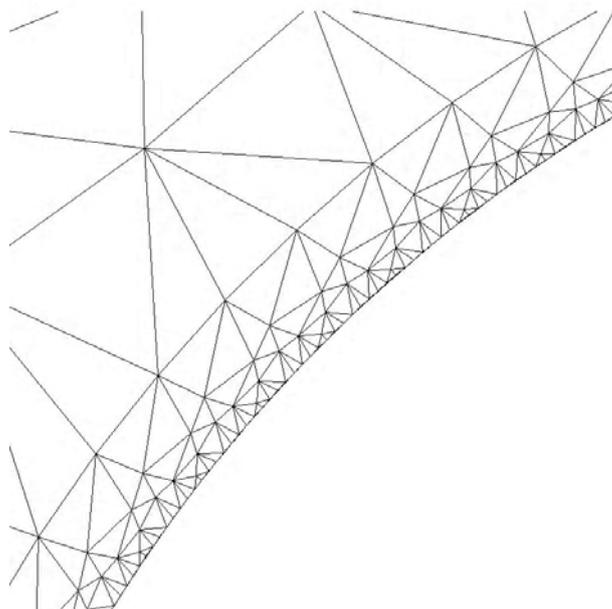


Рис. 1. Характерная мелкая сетка вблизи границы проводника

Как видно из табл. 1, удовлетворительная для инженерных расчетов точность (менее 2%) достигается при размерах ребра менее 0,2 градуса (0,04 мм) при радиусе кривизны 11,111 мм. В практических задачах часто встречаются электроды с меньшими радиусами кривизны, что наряду с большим объемом расчетной области делает невозможным расчет поля из-за нехватки оперативной памяти ПК.

Целью данной статьи является разработка математической модели, являющейся основой для создания программного комплекса, позволяющая:

- снизить размерности задачи МКЭ;
- увеличить точность моделирования на основе разделения задачи на несколько подзадач с использованием метода интегральных уравнений;
- допускать решение задач в МКЭ с открытыми границами (что реализовано впервые в такой постановке задачи);
- решать практические задачи расчета изоляции (расчет напряженностей поля и других его характеристик) в трансформаторах и реакторах с точностью не менее 2%.

Таблица 1. Результаты сравнения точности расчета

Угловой размер ребра на окружности, град.	18	9	4	2	0,5	0,1	0,02
Среднее значение напряженности поля на поверхности провода, кВ/мм	1,55	1,7	1,85	1,89	1,95	1,975	1,983
Погрешность, %	-22,5	-15	-7,5	-5,5	-2,5	-1,25	-0,88

Формулировка задачи для расчета плоского поля

Рассмотрим составную область пространства, состоящую из проводника Ω_c с определенным электрическим потенциалом $U = u_0$ на его поверхности и двух диэлектриков Ω_i и Ω_j с разными диэлектрическими проницаемостями (рис. 2). В классической постановке МКЭ необходимо решать задачу во всей составной области диэлектриков с заданными граничными условиями на проводнике и на внешней границе. В случае если внешние границы являются открытыми, то задачу невозможно решить с помощью МКЭ. Предлагается следующий подход: определение граничных условий потенциала на внешних и внутренних границах Γ , Γ_i , Γ_j с помощью метода конечных элементов и последующий расчет поля внутри каждой области диэлектрика с помощью МКЭ.

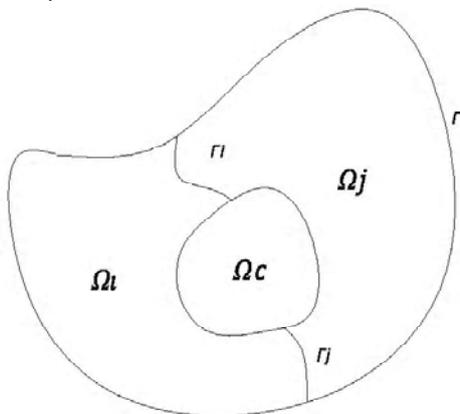


Рис. 2. Расчетная область

Метод интегральных уравнений предполагает выбор типа вторичных источников поля на границах раздела сред. В качестве вторичных источников в нижеприведенных выражениях выбран простой слой зарядов [5]:

- интегральное уравнение на границе диэлектриков [5]

$$\sigma_Q - \frac{\lambda}{\pi} \oint_{L_f} \sigma_M \left[\frac{(\vec{r}_{QM}, \eta_Q)}{r_{QM}^2} - \frac{\pi}{L_f} \right] dL_M = 0, \quad (1)$$

$$\lambda = \frac{\epsilon_{вн} - \epsilon_{н}}{\epsilon_{вн} + \epsilon_{н}},$$

где σ_Q – плотность простого слоя электрического заряда в расчетной точке Кл/м²;

σ_M – функция плотности простого слоя зарядов (подлежит определению);

L_f – контур образующей тела, на которой находится точка Q;

\vec{r}_{QM} – радиус-вектор из точки Q в M;

η_Q – нормальный вектор на границе раздела сред;

$\epsilon_{вн}$, $\epsilon_{н}$ – диэлектрическая проницаемость среды внутри и снаружи диэлектрика.

– интегральное уравнение на границе раздела диэлектрик-проводник [2]

$$\frac{1}{2\pi\epsilon_H} \oint_{L_f} \sigma_M \ln \frac{1}{r_{QM}} dL_M = \varphi_Q, \quad (2)$$

где ϵ_H – диэлектрическая проницаемость диэлектрика снаружи проводника.

Из вышеприведенных интегральных уравнений (1) и (2) формируется совместная система уравнений системы тел диэлектриков и проводников, проводится ее алгебраизация (формирование системы алгебраических линейных уравнений) и решение прямым (Гаусса) методом [5].

После нахождения плотностей заряда на границах раздела определяются потенциалы вдоль границ Γ , Γ_i , Γ_j [5]

$$\varphi_\Gamma = \sum_i \frac{1}{2\pi\epsilon_H} \oint_{L_f} \sigma_M \ln \frac{1}{r_{QM}} dL_M + \sum_j \frac{1}{2\pi} \oint_{L_f} \sigma_M \ln \frac{1}{r_{QM}} dL_M,$$

где i – границы проводников, j – границы диэлектриков.

Методом конечных элементов находится распределение электростатического поля внутри диэлектрика [2].

Напряженность электрического поля определяется уравнением Максвелла [6]

$$\text{div}(\vec{\epsilon}\vec{E}) = \rho, \quad (3)$$

где: \vec{E} – вектор электрического поля, В/м;
 $\vec{\varepsilon}$ – ортотропный тензор абсолютной диэлектрической проницаемости, Ф/м;
 ρ – плотность электрического заряда, Кл/м³.
 С другой стороны, напряженность электрического поля можно выразить через электрический потенциал

$$\vec{E} = -\vec{\nabla}U, \quad (4)$$

где U – электрический потенциал, В.

Комбинируя (3) и (4) получаем уравнение Пуассона

$$-div(\vec{\varepsilon}\vec{\nabla}U) = \rho. \quad (5)$$

Для нахождения решения этого уравнения в области Ω необходимо определить граничные условия на поверхностях, ограничивающих область Ω . Возьмем граничное условие Дирихле

$$U|_{\sigma} = u^*(Q), \quad (6)$$

где Q – точка поверхности σ , $u^*(Q)$ – поле скалярного потенциала, определенное на поверхности σ .

Для расчета распределения электрического поля необходимо решить уравнение (5) со сформулированными граничными условиями (6).

Численный алгоритм

Для решения задачи разобьем область на подобласти Ω_i и Ω_j (рис. 2). В каждой подобласти построим сетку конечных элементов с количеством узлов, удовлетворяющим требованиям точности задачи.

Внутри диэлектрика потенциал U линейно интерполируем выражением

$$U = \sum_{i=1}^N u_i \cdot \xi_i, \quad (7)$$

где u_i – потенциал в узле конечно-элементной сетки;
 ξ_i – интерполяционная функция;
 N – число узлов.

Применяя процедуру Галеркина [2] к уравнению (5), получаем систему

$$(\varepsilon_x M_x + \varepsilon_y M_y) \cdot U = \rho, \quad (8)$$

где:

$$M_x = \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^N \int_{\Omega} \frac{\partial \xi_i}{\partial x} \frac{\partial \xi_k}{\partial x} dV,$$

$$M_y = \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^N \int_{\Omega} \frac{\partial \xi_i}{\partial y} \frac{\partial \xi_k}{\partial y} dV,$$

$$\rho = \rho \sum_{i=1}^N \int_{\Omega} \xi_i dV.$$

Матрица коэффициентов в системе линейных алгебраических уравнений (8) – разреженная, симмет-

ричная, положительно определенная, следовательно, система уравнений может быть решена итерационным методом [2]. Авторами используется метод сопряженных градиентов с предуславливанием матрицы, который имеет ряд преимуществ перед многими прямыми и итерационными методами [7, 8] и хорошо подходит для решения конечноэлементных задач.

Примеры и результаты расчетов

Вышеизложенные методы были реализованы в программном комплексе расчета изоляции Elax 2D. В качестве примера на рис. 3 приведена картина поля участка главной изоляции автотрансформатора, наложенная на изображение расчетной модели изоляции. На рисунке видно строение маслобарьерной изоляции, включающей, элементы обмотки трансформатора, емкостное кольцо, барьеры из электрокартона и другие элементы изоляции. Одна из обмоток имеет потенциал 100 % относительно заземленных частей и других обмоток.

На границах подобластей методом интегральных уравнений считается электрический потенциал, который служит граничным условием для расчета электростатического поля внутри подзадачи.

Поскольку относительная погрешность метода конечных элементов имеет степенную зависимость от размера элемента [1], то для оценки точности расчета необходимо провести несколько расчетов, с последовательным увеличением количества элементов в сетке. Относительную погрешность можно оценить, используя энергетическую норму [3]. Расчет считается достаточно точным при достижении относительной погрешности допустимого значения.

Данные по модели:

– количество расчетных отрезков для расчета граничных условий – 4246;

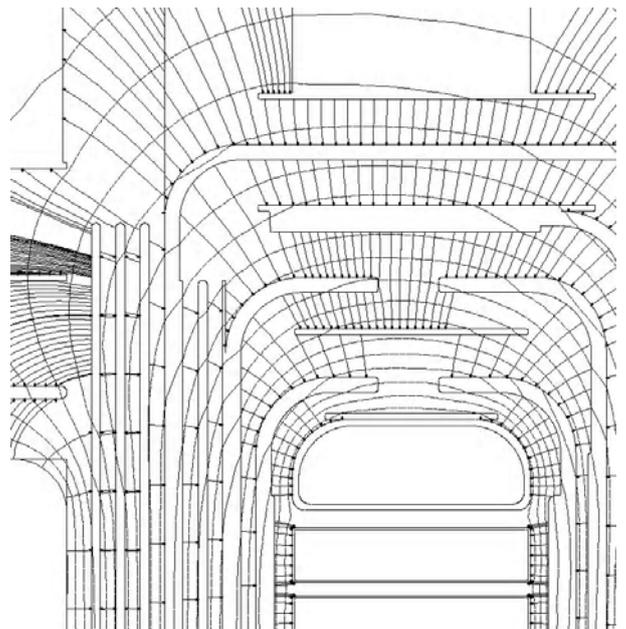


Рис. 3. Картина поля в участке главной изоляции автотрансформатора

– количество конечных элементов в модели – 4293802;
– количество расчетных точек – 2222462.

Выводы

1. Разработана математическая модель, являющаяся основой для создания нового программного комплекса и разработан сам программный комплекс Elax 2D.

2. Разработанный программный комплекс Elax 2D обладает возможностью расчетов МКЭ задач большой размерности, в том числе, с открытыми границами, что применено впервые.

3. Elax 2D позволяет решать практические задачи расчета изоляции, включая расчет характеристики поля, в трансформаторах и реакторах, с точностью не менее 2 %.

4. Elax 2D имеет простой интуитивный интерфейс с набором инструментов, необходимым для ввода графической модели любой сложности.

Перечень ссылок

1. Сильвестер П. Л. Метод конечных элементов для радиоинженеров и инженеров-электриков : пер. с англ. / П. Л. Сильвестер, Р. Л. Феррари. – М. : Мир, 1986. – 229 с., ил.

2. Норри Д. Введение в метод конечных элементов : пер. с англ. / Норри Д., де Фриз Ж. – М. : Мир, 1981. – 304 с., ил.
3. Zienkiewicz O. C. The Finite Element Method. The Basis, Butterworth-Heinemann / Zienkiewicz O. C. Taylor R. L. – Oxford, 2000. – 538 p.
4. Hutton. Fundamentals of Finite Element Analysis / Hutton, Daviv V. – McGraw-Hill, 2004. – 312 p.
5. Тозони О. В. Расчет трехмерных электромагнитных полей / Тозони О. В., Майергойз И. Д. – К. : Техника, 1974. – 352 с., ил.
6. Левин В. И. Методы математической физики / Левин В. И. – М. : Издательство министерства просвещения РСФСР, 1956. – 243 с., ил.
7. Shewchuk J. R. An Introduction to the Conjugate Gradient Method Without the Agonizing Pain / Shewchuk J. R. – Pittsburgh. : School of Computer Science, Carnegie Mellon University, 1994. – 356 p.
8. Бахвалов Н. С. Численные методы (анализ, алгебра, обыкновенные дифференциальные уравнения) / Бахвалов Н. С. – М. : Наука, 1973. – 631 с., ил.

Поступила в редакцию 25.12.08 г.

После доработки 16.03.09 г.

Розроблена математична модель і програмний комплекс Elax 2D, що володіє можливістю моделювання методом кінцевих елементів задач великої розмірності, зокрема з відкритими межами. Збільшення точності моделювання досягнуте за допомогою розділення завдання на декілька підзадач при використанні методу інтегральних рівнянь.

The mathematical model and bundled software Elax 2D possessing the possibility of modeling by the method of eventual elements of high dimensionality problems including with the open scopes is developed. The increase of the modeling exactness is attained by the task division on some subtasks and use of integral equation method.

УДК 621.313.32

Ю. Н. Васьковский, А. А. Гераскин

Математическое моделирование вибровозмущающих сил в короткозамкнутом асинхронном двигателе с поврежденной обмоткой ротора

Сформулирована математическая модель для анализа вибровозмущающих электромагнитных сил в короткозамкнутых асинхронных двигателях при наличии поврежденной обмотки ротора. Показано, что сравнительный анализ спектрограмм этих сил позволяет с высокой достоверностью выявлять повреждения обмотки ротора.

Введение

Мощные асинхронные двигатели (АД) с короткозамкнутой обмоткой ротора типа «беличья клетка» широко применяются для привода механизмов собственных нужд ТЭС и АЭС, на электротранспорте и в ряде ответственных технологических систем. Одним из наиболее нагруженных узлов конструкции АД является короткозамкнутая обмотка ротора. Повреждения об-

мотки ротора составляют около 80 % всех повреждений, связанных с ротором АД [1]. Разрушение конструкции обмотки ротора возникает не только из-за первичных технологических дефектов ее изготовления, но и в результате постепенной деградации конструкции в условиях высоких нагрузок. Постепенное ослабление крепления стержней в пазах ротора ведет к увеличению их вибрации, образованию и быстрому росту трещин и затем – к обрыву стержней. Поломка

© Ю. Н. Васьковский, А. А. Гераскин 2009 г.

даже одного стержня ведет к ухудшению всех эксплуатационных показателей АД. При этом возникают условия для дальнейшего ускоренного разрушения обмотки ротора и внезапного аварийного отказа АД [2].

Повреждение «беличьей клетки» ведет к нарушению симметрии распределения токов в стержнях клетки и, как следствие, к деформации магнитного поля в воздушном зазоре. Эта деформация поля приводит к изменению амплитуды и характера тока обмотки статора и электромагнитных вибровозмущающих сил, действующих на сердечник статора. Регистрация и анализ изменений этих величин лежат в основе существующих методов контроля состояния «беличьей клетки» и диагностики ее повреждений.

Перспективными для дальнейшего развития и практического использования являются методы спектральной вибрационной диагностики [3] и методы спектрального анализа тока обмотки статора [1, 4]. Эти методы основаны на регистрации изменений вибраций или токов обмотки статора, возникающих при появлении в клетке дефектных стержней.

Исследования показали, что метод спектрального анализа тока статора не всегда обеспечивает достоверное выявление скрытых повреждений стержней клетки ротора, особенно на ранних стадиях их развития. Как правило, дополнительные токи, индуцированные в обмотке статора деформированным магнитным полем воздушного зазора при повреждении одного стержня ротора, имеют малую величину и не вносят заметных изменений в спектральный состав измеряемого сигнала. Особенно это характерно для мощных АД, обладающих значительным числом стержней ротора. Чувствительность этого метода становится достаточной при наличии 2–3 поврежденных стержней (когда доля поврежденных стержней составляет не менее 5 % от общего числа стержней ротора). Поэтому, несмотря на очевидное достоинство – простоту регистрации тока обмотки статора, метод спектрального анализа тока статора не обеспечивает в полной мере решение задачи по выявлению и диагностике повреждений клетки ротора мощных АД на ранней стадии их возникновения.

Метод спектральной вибрационной диагностики обладает более высокой чувствительностью к малым повреждениям ротора. Это обусловлено тем, что амплитуда электромагнитных сил пропорциональна второй степени магнитной индукции в зазоре, в то время, как величина ЭДС пропорциональна первой степени индукции. Поэтому изменение индукции в зазоре ведет к более существенному изменению вибровозмущающих сил. В качестве диагностического признака в этом методе используются данные об уровне и спектральном составе радиальных вибраций сердечника статора. Появление дефектного стержня ротора меняет характеристики сил, действующих на статор со стороны ротора. Поскольку конструкция электрической машины «прозрачна» для распространения вибраций, любые вибровозмущающие воздействия со стороны ротора легко передаются на статор, где фиксируются вибродатчиками.

В данной статье эффективно решение рассматриваемой задачи достигается методами математического моделирования, основанными на анализе

распределения электромагнитного поля и сил в активной зоне АД, имеющего поврежденные стержни ротора.

Математическая модель

Общее векторное уравнение для расчета распределения электромагнитного поля в активной зоне АД в статорной системе координат имеет следующий вид [5]:

$$\Delta \vec{A} - \mu\gamma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \mu\gamma\omega_R (\vec{R} \times \text{rot} \vec{A}) = -\mu \vec{J}_{\text{cmop}} + \mu\gamma \text{grad}\varphi, \quad (1)$$

где \vec{A} – векторный магнитный потенциал; μ, γ – магнитная проницаемость и электропроводность среды; \vec{J}_{cmop} – плотность посторонних токов; ω_R – угловая скорость вращения ротора, \vec{R} – радиус-вектор произвольной точки; $\text{grad}\varphi$ – градиент скалярного электрического потенциала. Для величин, периодически изменяющихся во времени в декартовых координатах, вращающихся вместе с ротором, уравнение (1) преобразуется в следующее скалярное уравнение относительно комплексной амплитуды единственной аксиальной составляющей векторного магнитного потенциала \dot{A}_z :

$$\frac{\partial^2 \dot{A}_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \dot{A}_z}{\partial y^2} - j\omega_1 s \mu\gamma \dot{A}_z = -\mu \dot{J}_{z\text{cmop}} + \mu\gamma \frac{\partial \varphi}{\partial z}, \quad (2)$$

где ω_1 – угловая частота вращения поля статора, s – скольжение ротора. Слагаемое $\mu\gamma \partial\varphi/\partial z$ в правой части характеризует источники поля, обусловленные появлением свободных электрических зарядов на торцах ротора из-за несимметричности конструкции клетки ротора. Приближенно предполагая $\partial\varphi/\partial z \approx \Delta\varphi/\Delta z = \Delta\varphi/L_R$, где L_R – активная длина ротора, при решении уравнения (2) следует задать разность потенциалов $\Delta\varphi$ между торцами ротора. Заранее эта величина неизвестна и для ее задания необходимо использовать условие непрерывности тока. Решение задачи должно удовлетворять следующему требованию: сумма интегралов плотностей токов j_k по сечению всех стержней клетки N_R должна равняться нулю т. е.

$$\sum_{k=1}^{k=N_R} \int_{S_{Rk}} j_k ds = 0. \quad (3)$$

Другими словами, суммарный ток, протекающий в одном направлении поперечного сечения ротора, равен суммарному току, текущему в обратном направлении. Условие (3) автоматически соблюдается для симметричной конструкции клетки, при которой $\Delta\varphi = 0$. При наличии поврежденных стержней клетки величина $\Delta\varphi$ подбирается методом последовательных приближений до соблюдения условия (4) с заданной погрешностью.

Уравнение (2) дополняется граничными условиями, которыми являются однородные граничные условия первого рода на внешней границе расчетной об-

ласти. Моделирование поврежденных стержней клетки ротора осуществляется заданием значения электропроводности $\gamma = 0$ в тех пазах ротора, в которых находятся поврежденные стержни. В остальных пазах с неповрежденными стержнями ротора задается электропроводность материала клетки. Такой способ позволяет моделировать различные варианты повреждений клетки ротора, в том числе различное количество поврежденных стержней ротора и разное их положение.

Основными источниками электромагнитного поля являются плотности сторонних токов в пазах статора, в которых уложены три фазы обмотки статора. Эти плотности тока описываются следующим уравнением:

$$\dot{J}_{A\text{стор}} = I_m / S_{II},$$

$$\dot{J}_{B\text{стор}} = -I_m [\cos(-2\pi/3) - j \sin(-2\pi/3)] / S_{II}, \quad (4)$$

$$\dot{J}_{C\text{стор}} = -I_m [\cos(-4\pi/3) - j \sin(-4\pi/3)] / S_{II},$$

где I_m – амплитуда тока в фазе статора; S_{II} – площадь сечения паза статора.

После расчета поля определяются действующие на статор электромагнитные усилия. Расчет сил удобно выполнить с помощью тензора магнитного натяжения. Распределение нормальной и тангенциальной составляющих тензора натяжения на поверхности ротора вдоль полюсного деления рассчитывается по следующим выражениям [6]:

$$T_n = \frac{1}{2\mu} \cdot (B_n^2 - B_\tau^2), \quad T_\tau = \frac{B_n \cdot B_\tau}{\mu}, \quad (5)$$

где B_n, B_τ – соответственно нормальная и тангенциальная составляющие магнитной индукции в воздушном зазоре. Нормальная составляющая тензора натяжения, имеющего размерность поверхностной плотности силы (Н/м^2), обуславливает действие радиальных сил на сердечник статора, а тангенциальная составляющая – колебания вращающего момента.

Анализ вибрационных процессов необходимо вести для скольжений, близких к номинальному значению, при которых АД длительно работает в установившемся режиме. В большинстве случаев это скольжение находится в диапазоне значений 0,01...0,05.

Эпюры распределения магнитной индукции и тензора магнитного натяжения вдоль окружности ротора имеют сложный вид, обусловленный рядом факторов: зубчатостью поверхностей статора и ротора, дискретным расположением обмоток в пазах, насыщением сердечника. Поэтому для эффективного анализа вибровозмущающих сил целесообразно применять методы спектрального анализа сигналов (а в данном случае – пространственных сигналов – расчетных эпюр магнитной индукции и тензора магнитного натяжения). Математической основой такого анализа является быстрое дискретное преобразование Фурье (БПФ), которое связывает дискретное число отсчетов N , выбранных из исходной непрерывной пространственной эпюры $x(n)$, с ее эквивалентным представлением в частотной области – частотным спек-

тром $X_N(k)$.

Формула для БПФ записывается следующим образом:

$$X_N(k) = \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2r)W_{N/2}^{rk} + W_N^k \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2r+1)W_{N/2}^{rk}, \quad (6)$$

где $W_N^{kn} = e^{-j\frac{2\pi kn}{N}}$ – поворачивающий множитель. Математическое и программное обеспечение для спектрального анализа расчетных эпюр приведено в литературе, например в [3, 4].

Первая пространственная гармоника спектра тензора натяжения характеризует вибровозмущающие силы, обуславливающие вибрации сердечника с частотой 100 Гц. Соответственно более высокие гармоники обуславливают вибрации повышенной частоты ($100 \cdot \nu$) Гц, где ν – порядковый номер гармоники.

Сравнительный анализ спектрограмм поврежденной и целой машин позволяет выявить и идентифицировать характер и объем повреждений клетки ротора. Поскольку спектрограммы достаточно сложны и «зашумлены» высшими гармониками и их непосредственный анализ недостаточно эффективен, для достоверного выявления повреждений клетки ротора целесообразно использовать *разностные спектрограммы*, получаемые вычитанием значений спектров поврежденной и целой машины.

Полученная при математическом моделировании совокупность разностных спектров магнитной индукции и радиальных сил для различных вариантов повреждений обмотки ротора сопоставляются с аналогичными спектрами этих величин, измеряемых экспериментально в процессе мониторинга АД. Такое сопоставление служит основой для выводов о техническом состоянии обмотки ротора и принятии решений о ее ремонте.

Результаты моделирования

Приведем результаты моделирования на примере тягового АД типа СТА-1200, который предназначен для привода электровозов. Двигатель имеет следующие данные: мощность $P = 1200$ кВт; номинальное линейное напряжение $U_{\text{нф}} = 1080$ В; номинальный фазный ток $I_{\text{нф}} = 452$ А; число полюсов $2p = 6$; воздушный зазор $\delta = 2$ мм; число пазов статора и ротора $Z_1 = 72, Z_2 = 62$; номинальное скольжение $S = 0,01$; номинальная частота $f_n = 55,9$ Гц; номинальная скорость вращения $n_n = 1107$ об/мин; материал стержней ротора – медь. Численная реализация модели (2)–(6) выполнена с помощью метода конечных элементов в программе Comsol, а спектральный анализ выполнен в программе Matlab.

На рис. 1 показано распределение нормальной составляющей магнитной индукции B_n вдоль длины воздушного зазора для следующих вариантов АД: а) – для неповрежденного двигателя; рисунки б), в) и г) – для АД с одним, двумя и тремя поврежденными стержнями ротора соответственно. На рис. 2 показано распределение нормальной составляющей тензора маг-

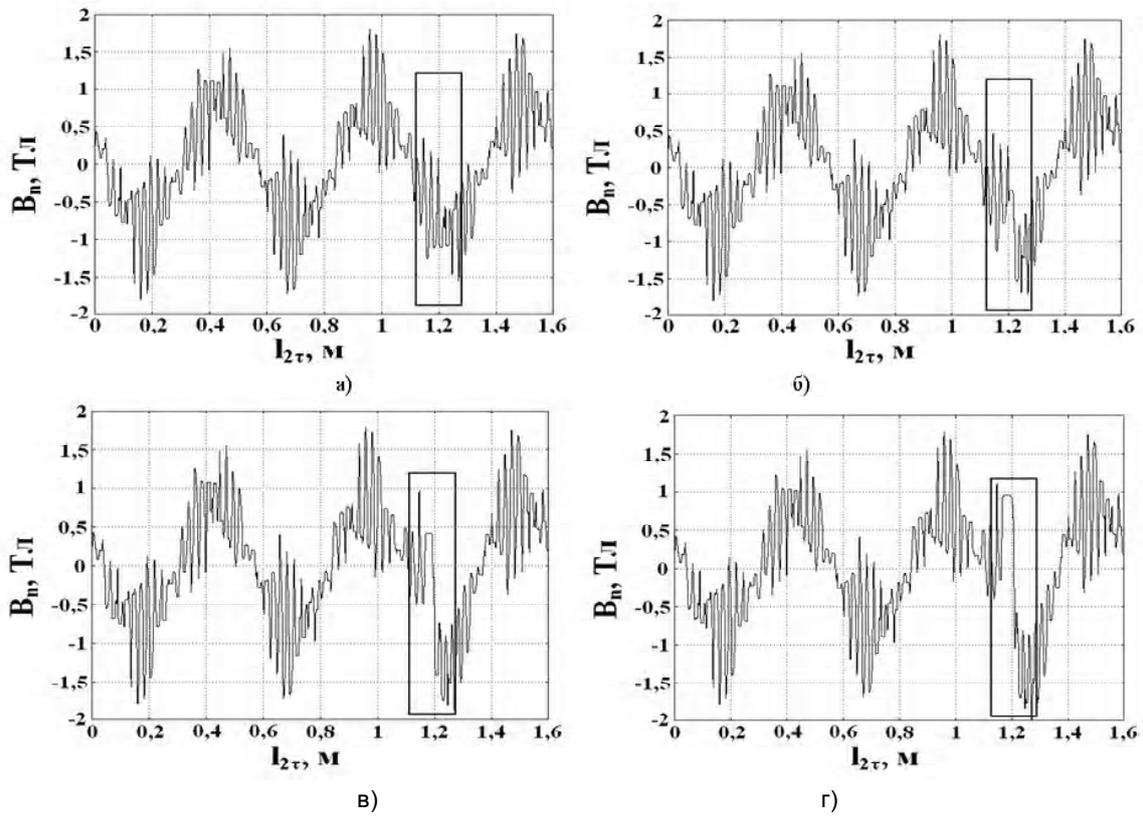


Рис. 1. Распределение нормальной составляющей магнитной индукции B_n вдоль длины воздушного зазора

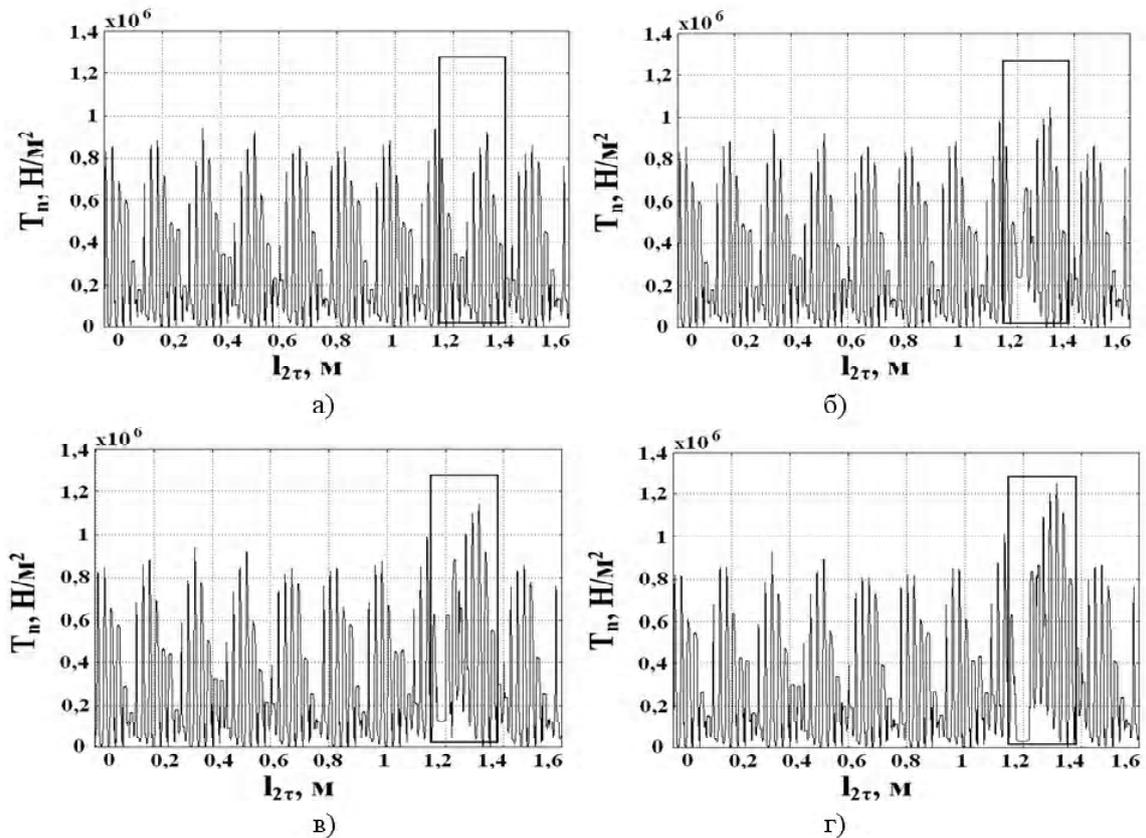


Рис. 2. Распределение нормальной составляющей тензора магнитного натяжения T_n по внутренней расточке статора

нитного натяжения T_n по внутренней расточке статора для тех же вариантов АД, что и на рис. 1. На рисунках хорошо видна локальная деформация магнитного поля и тензора магнитного натяжения в воздушном зазоре над поврежденным участком ротора, который условно выделен рамочкой. Причем интенсивность деформации поля возрастает с увеличением количества поврежденных стержней. Такую деформацию поля несложно выявить экспериментально с помощью соответствующей системы датчиков.

Локальные возмущения магнитной индукции и тензора магнитного натяжения не постоянны во времени, а пульсируют в роторе с частотой скольжения $f_2 = f_1 s$ по мере того, как токи ротора перемещаются относительно поврежденного участка клетки. Например, при расположении поврежденных стержней в середине токового полюса ротора искажение индукции и тензора натяжения максимально. В момент времени, когда стержни располагаются между токовыми полюсами ротора, возмущение практически отсутствует. Локальное возмущение магнитной индукции и тензора натяжения перемещаются вместе с ротором относительно сердечника статора и изменяют в нем спектр радиальных вибраций, обусловленных электромагнитными силами.

На рис. 3 показаны разностные спектрограммы нормальной составляющей тензора магнитного натяжения по внутренней расточке статора, полученные в результате применения быстрого преобразования

Фурье (б). Каждая разностная спектрограмма получена путем вычитания реальной спектрограммы тензора натяжения для АД с поврежденной обмоткой и «базовой спектрограммы» неповрежденного двигателя. Таким образом, разностная спектрограмма отображает изменение радиальных вибровозмущающих сил, возникающих в результате повреждения обмотки ротора. В частности, показанная на рис. 1, а разностная спектрограмма является нулевой, поскольку получена вычитанием двух одинаковых спектрограмм неповрежденного АД.

На рис. 3 хорошо видны изменения в разностных спектрограммах, происходящие в результате увеличения количества поврежденных стержней ротора. В частности, с увеличением количества поврежденных стержней происходит рост большинства высших гармоник вибровозмущающих сил. При этом, однако, некоторые гармоники уменьшаются (отрицательные значения отдельных гармоник в разностных спектрах означают уменьшение их амплитуд). На рис. 3 видно увеличение постоянной составляющей тензора (нулевой гармоники), т. е. при повреждении ротора среднее радиальное давление на сердечник статора увеличивается. Уменьшение 10-й гармоники обуславливается уменьшением количества «групп» на кривой распределения тензора (рис. 2). Они возникают вследствие наложения на кривую распределения тензора зубцовых гармоник статора и ротора. Уменьшение 62-й гармоники обусловлено ослаблением суммарного влия-

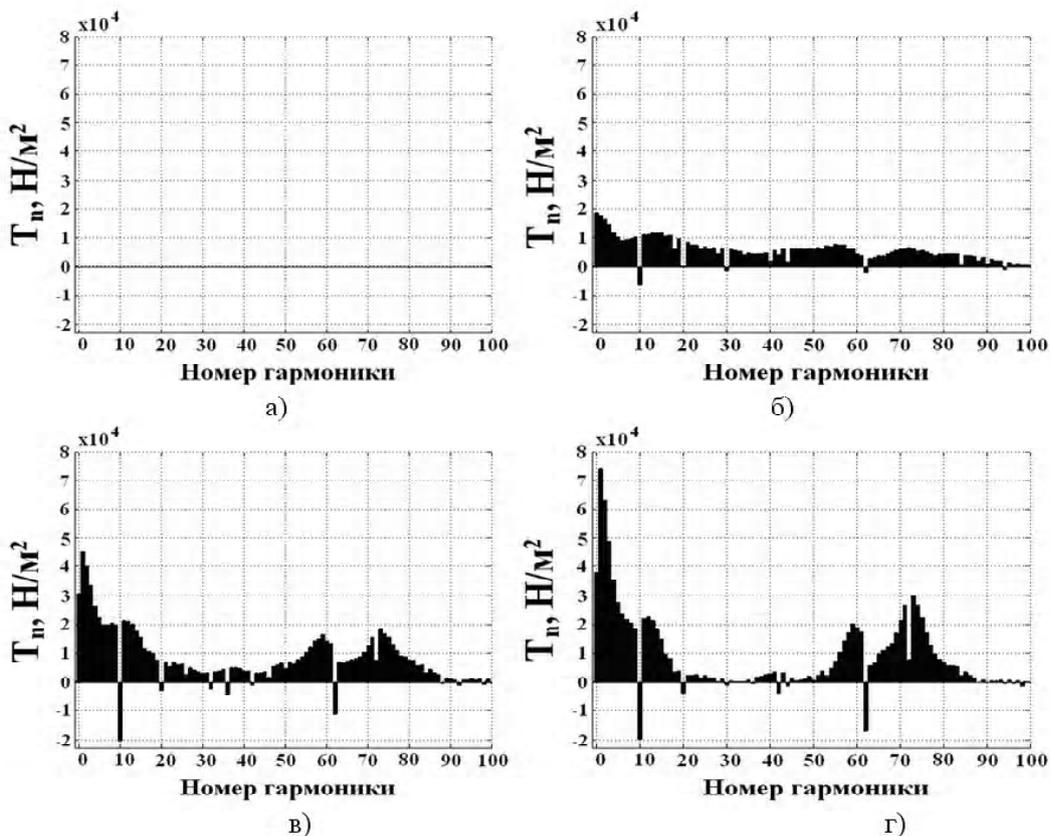


Рис. 3. Разностные спектрограммы нормальной составляющей тензора магнитного натяжения по внутренней расточке статора

ния, которое оказывают целые стержни ротора на результирующее магнитное поле двигателя. Как видно из рис. 3, разностные спектры тензора натяжения чувствительны к малым повреждениям обмотки ротора, поскольку при повреждении даже одного стержня, что составляет всего 1,6 % от общего количества стержней ротора ($Z_2 = 62$), изменения в разностных спектрограммах достаточно значительны и могут быть легко зафиксированы.

Аналогичные разностные спектрограммы легко получить методом математического моделирования и для других вариантов повреждения обмотки ротора АД, в частности, при наличии нескольких поврежденных стержней, расположенных в различных местах короткозамкнутой клетки.

Полученные результаты дают возможность установить взаимно-однозначное соответствие между количеством поврежденных стержней обмотки ротора и гармоническим составом разностных спектрограмм радиальных вибраций сердечника статора, что позволяет эффективно контролировать техническое состояние обмотки ротора двигателя и достоверно диагностировать вид ее повреждения.

Выводы

Сформулированная математическая модель и полученные результаты анализа изменений вибровозмущающих электромагнитных сил, возникающих при повреждении обмотки ротора короткозамкнутого АД, формируют информационную базу знаний и служат основой для построения эффективной системы виб-

рационного контроля и диагностики повреждений «белочной клетки» короткозамкнутых АД.

Перечень ссылок

1. Савельев В. А. Оценка потребности в ремонте асинхронного электродвигателя с учетом контроля его состояния и конструктивных особенностей / Савельев В. А., Назарычев А. Н., Скоробогатов А. А. // Вестник ИГЭУ. – Иваново, ИГЭУ, 2005, – вып. 1. – С. 89–91.
2. Васьковський Ю. М. Дослідження методами теорії поля характеристик асинхронних двигунів при несиметрії параметрів ротора / Васьковський Ю. М., Гайдено Ю. А. // Електротехніка і електромеханіка. – 2007. – № 3. – С. 19–22.
3. Русов В. А. Спектральная вибродиагностика [Электронный ресурс] : / В.А. Русов, 1996 // Режим доступа к книге : www.vibrocenter.ru/book8.htm.
4. Петухов В. С. Диагностика состояния электродвигателей. Метод спектрального анализа потребляемого тока / Петухов В. С., Соколов В. А. // Новості ЕлектроТехніки. – 2005. – № 1(31). – С. 50–52.
5. Васьковський Ю. М. Польовий аналіз електричних машин / Юрій Миколайович Васьковський – К. : НТУУ «КПІ», 2007. – 191 с.
6. Иванов-Смоленский А. В. Электромагнитные силы и преобразование энергии в электрических машинах / Алексей Владимирович Иванов-Смоленский – М. : Высшая школа, 1989. – 312 с.

Поступила в редакцию 13.03.09 г.

Сформульовано математичну модель для аналізу вібробуджуючих електромагнітних сил в короткозамкнених асинхронних двигунах при наявності ушкоджень обмотки ротора. Показано, що порівняльний аналіз спектрограм зазначених сил дозволяє з високою вірогідністю виявляти пошкодження обмотки ротора.

The mathematical model for analysis of vibro-disturbing electromagnetic forces in short-circuit asynchronous motors at presence of the rotor winding damages is formulated. It is shown that the comparative analysis of these forces spectrogram allows to expose the rotor winding damages with high authenticity.

II. ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА

УДК 621.03.14

М. Ю. Залужный

Моделирование нестационарных электромагнитных процессов в системе электроснабжения энергоемких электротехнологических комплексов

Предложена математическая модель и методика компьютерного моделирования нестационарных электромагнитных процессов в системе электроснабжения энергоемкого электротехнологического комплекса с нелинейной нагрузкой и приведены результаты исследований.

Общая характеристика исследуемого вопроса

Энергосберегающие электротехнологии и вопросы научно обоснованного оптимального использования электрической энергии являются одним из приоритетных направлений технической политики стран мирового экономического содружества. На современном этапе развития отечественных электротехнических комплексов происходит переход от электротехнологий, ориентированных на дешевые энергоносители, к более эффективным и экономичным. Первостепенным требованием является снижение энергетических потерь при оптимальной энергоемкости и энергоэффективности электротехнического и электротехнологического оборудования [1–6]. Даже незначительное снижение потерь электроэнергии приведет к существенным увеличением экономических показателей. Об этом свидетельствует следующее:

- в мировой практике до четверти вырабатываемой электроэнергии используется на потребности электротехнологий;
- до 30 % этой энергии потребляется энергоемкими электротехническими комплексами в составе дуговых сталеплавильных печей и около 40,0 % этой энергии используется на разогрев и расплавление металла, а остальная преобразуется в непроизводительные потери;
- потери в электропечных и силовых трансформаторах, шинпроводах и системах достигают 12,0 %;
- непроизводительные потери электрической энергии в 2,1–2,5, а на единицу вырабатываемой продукции в 2,0–3,0 раза превышают аналогичные показатели ведущих инофирм;
- аварийность в системах электроснабжения электротехнического комплекса в составе дуговой сталеплавильной печи достигает 90 % по сравнению с системами общего назначения;
- срок службы энергоемкого электротехнического оборудования меньше в 2,5–3,1 раза.

Специфика электротехнологических режимов работы электротехнического комплекса является причиной проявления нестационарных электромагнитных явлений в электротехническом оборудовании и системах электроснабжения. Последние приводят к цело-

© М. Ю. Залужный 2009 р.

му ряду явлений, которые не учитывались на стадиях предпроектной проработки и изготовления. В результате в условиях эксплуатации электротехническое оборудование работает в режимах, превышающих требования нормативно-технической документации и государственных стандартов.

Существующие методы позволяют учитывать влияние отдельных факторов или явлений. Они основаны либо на осредненных или завышенных данных, либо на полуэмпирических коэффициентах. Расчеты электромагнитных параметров решаемой задачи выполняются разными методами в зависимости от необходимой степени точности. Наиболее приемлемые результаты могут быть получены при одновременном учете несинусоидальности и несимметрии токов и напряжений. Однако такие расчеты сложны, особенно для несимметричных цепей [4–6]. Таким образом, в настоящее время актуальной является задача разработки методов исследования нестационарных электромагнитных процессов в электротехническом оборудовании и системах электроснабжения, чему посвящена данная статья.

Математическая модель для исследования нестационарных электромагнитных процессов, возбуждаемых несинусоидальными токами, приведена на рис. 1.

Напряжение на низковольтной стороне электропечного трансформатора с учетом электромагнитных процессов короткой сети представим в следующем виде:

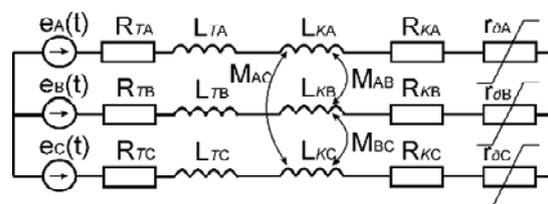


Рис. 1. Эквивалентная схема электроснабжения электротехнического комплекса в составе дуговой сталеплавильной печи: e – э. д. с. во вторичной обмотке электропечного трансформатора; R – активное сопротивление; L – индуктивность; $r_0 = 1/g(t, T, i, Ud)$ – нелинейная нагрузка; M – взаимная индуктивность ветвей; индексы А, В, С – соответствующие фазы; Т и К – трансформатор и короткая сеть

$$\left. \begin{aligned} i_A + i_B + i_C &= 0, \\ e_A &= R_{TA}i_A + L_{TA}\frac{di_A}{dt} + M_{AB}\frac{di_B}{dt} + M_{AC}\frac{di_C}{dt} + \\ &+ R_{KA}i_A + L_{KA}\frac{di_A}{dt} + U_{\partial A}(r_{\partial A}) + u_0, \\ e_B &= R_{TB}i_B + L_{TB}\frac{di_B}{dt} + M_{AB}\frac{di_A}{dt} + \\ &+ M_{BC}\frac{di_C}{dt} + R_{KB}i_B + L_{KB}\frac{di_B}{dt} + U_{\partial B}(r_{\partial B}) + u_0 \\ e_C &= R_{TC}i_C + L_{TC}\frac{di_C}{dt} + M_{AC}\frac{di_A}{dt} + M_{BC}\frac{di_B}{dt} + \\ &+ R_{KC}i_C + L_{KC}\frac{di_C}{dt} + U_{\partial C}(r_{\partial C}) + u_0 \end{aligned} \right\} (1)$$

где $e_A = U_m \sin(\omega t)$, $e_B = U_m \sin(\omega t - 2\pi/3)$, $e_C = U_m \sin(\omega t - 4\pi/3)$ – фазные э. д. с.; u_0 – напряжение между нулевыми точками нагрузки и электротехнического трансформатора; $U_{\partial} = \frac{i}{g_{\partial}}$ – мгновенное значение напряжения на нелинейной нагрузке; g – проводимость дуговой промежутка; i – мгновенное значение тока.

Для моделирования нестационарных электромагнитных процессов в качестве нелинейной нагрузки используем уравнение Кассии, которое запишем в канонической форме [7]

$$\frac{dg}{dt} = \frac{1}{\theta} \left(\frac{i^2}{U_d^2 g} - g \right), \quad (2)$$

где U_d – действующее напряжение; θ – постоянная дуги.

Определим мгновенное напряжение смещения нулевой точки путем сложения левых и правых частей системы уравнений (1):

$$\begin{aligned} u_0 &= \frac{1}{3} [e_A + e_B + e_C - R_{TA}i_A - R_{TB}i_B - \\ &- R_{TC}i_C - \frac{di_A}{dt}(L_{TA} + L_{KA}) - \frac{di_B}{dt}(L_{TB} + L_{KB}) - \\ &- \frac{di_C}{dt}(L_{TC} + L_{KC}) - M_{AB} \left(\frac{di_A}{dt} + \frac{di_B}{dt} \right) - \\ &- M_{AC} \left(\frac{di_A}{dt} + \frac{di_C}{dt} \right) - M_{BC} \left(\frac{di_B}{dt} + \frac{di_C}{dt} \right) - \\ &- U_{\partial A}(r_{\partial A}) - U_{\partial B}(r_{\partial B}) - U_{\partial C}(r_{\partial C})]. \end{aligned} \quad (3)$$

Для исследования потерь активную и полную мощность потерь в одной фазе удобно представить в следующем виде:

$$P = (R_T + R_K + r_{\partial}) \sum_{v=1}^N I_v^2, \quad (4)$$

$$S = U_d I_d, \quad (5)$$

где v – порядковый номер гармоники; U_d, I_d – действующие значения напряжения и тока, соответственно.

Кэффициенты несинусоидальности и несимметрии будем рассчитывать по следующим выражениям:

$$k_f = \left(\sqrt{\sum_{v=2}^N I_v^2} \right) \cdot \left(\sqrt{\sum_{v=1}^N I_v^2} \right)^{-1} \cdot 100\%, \quad (6)$$

$$k_n = (I_N / I_P) \cdot 100\%, \quad (7)$$

где I_N и I_P – ток обратной и прямой последовательности.

Этот метод расчета может быть применен при разных формах кривой напряжения, несинусоидальности тока и при несимметрии нагрузки. Особенно он эффективен при определении влияния токов высших гармоник на добавочные потери.

Предварительные исследования нестационарных электромагнитных процессов в электротехническом комплексе показали, что удовлетворительная точность для практики достигается при учете одиннадцати гармоник.

Имитационное моделирование с использованием современной вычислительной техники и программного обеспечения, позволяет более эффективно исследовать влияние несинусоидальности на нестационарные электромагнитные процессы и рассматривать большее количество возможных вариантов нагрузки. Структурная схема имитационной модели показана на рис. 2. Особенностью этой модели является возможность одновременного исследования нестационарных электромагнитных процессов практически в любом месте электротехнического комплекса, что не всегда возможно в условиях эксплуатации оборудования.

На рис. 2 приняты следующие обозначения: ПЭК – параметры электрического контура, включающие в себя активные и реактивные сопротивления, частоту сети, амплитудное значение напряжения; НУ – начальные условия; РТКД – расчет температурного коэффициента дуги; АВГС – алгоритмы вычисления гармонического состава; ГЧОИ – графическое и числовое отображение информации.

Параметры имитационной модели отражают реальный электротехнологический комплекс в составе дуговой сталеплавильной печи, что позволяет использовать ее для анализа нестационарных электромагнитных процессов в электротехнических комплексах.

Исследования будем проводить в четырех режимах: 1 – включение (во всех фазах ток синусоидален);

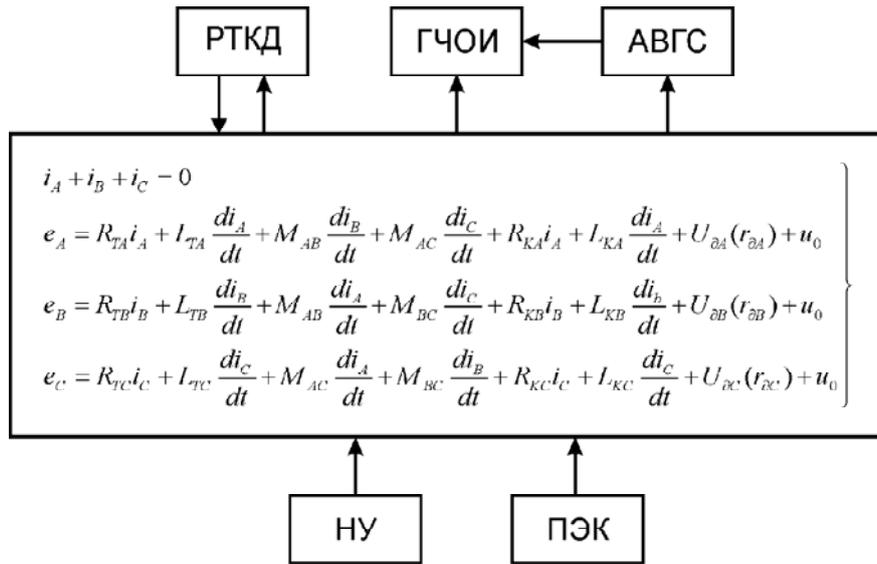


Рис. 2. Структурная схема имитационной модели

2 – формирование несинусоидальности в фазе А ($kf = 25\%$); 3 – формирование несинусоидальности в фазах А ($kf \approx 25\%$) и В ($kf \approx 25\%$); 4 – несинусоидальность в трех фазах ($kf = 25\%$).

Результаты моделирования и их анализ

Временные зависимости потерь и коэффициента несимметрии в электротехническом комплексе приведены на рис. 3 и рис. 4.

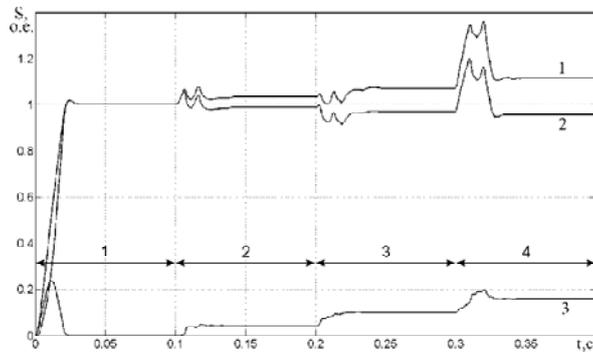


Рис. 3. Усредненные по трем фазам потери при различных режимах

На рис. 3 приняты следующие обозначения: 1 – потери в результате моделирования с учетом всех гармоник; 2 – потери, вызванные только первой гармоникой; 3 – потери, вызванные высшими гармониками.

Увеличение потерь в малых интервалах времени на рис. 3 обусловлено переходными процессами, вызванными переходом на следующий режим моделирования, что приводило к изменению гармонического состава тока во всех фазах. Высшие гармоники в одной фазе (при несинусоидальности 25 %) приводят к уве-

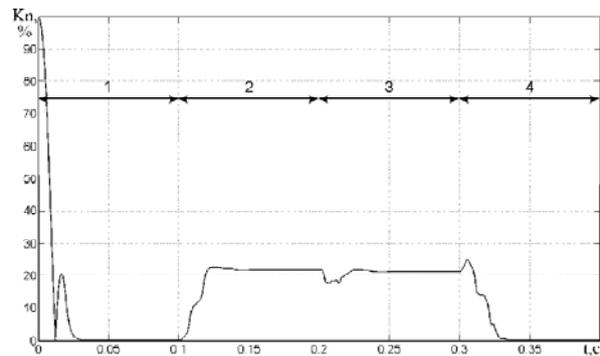


Рис. 4. Зависимость коэффициента несимметрии тока от режима

личению потерь – на 6 %, в двух фазах – на 12 % и во всех фазах – на 18 %. В свою очередь, вклад первой гармоники уменьшается на 2 %, 4 % и 6 % в соответствующих режимах.

На рис. 4 показана зависимость коэффициента несинусоидальности от режима моделирования, из которой видно, что появление несинусоидальности в системе электроснабжения приводит к несимметрии токов.

Выводы

1. Предложенная математическая модель исследования нестационарных электромагнитных процессов в системе электроснабжения энергоемкого электротехнологического комплекса позволяет получить зависимость изменения потерь от характера нагрузки.

2. Общие потери увеличиваются на 12 % при несинусоидальности тока 25 %. При этом потери от первой гармоники уменьшаются на 6 %, а высшие гармонические составляющие увеличивают их на 18 %.

3. При схеме соединения вторичных обмоток электропечного трансформатора в «звезду» несинусоидальность в одной из фаз приводит к несимметрии

токов и несинусоидальности в других.

Перечень ссылок

1. Вагин Г. Я. Основные направления экономии энергии на металлургических предприятиях / Г. Я. Вагин, А. Б. Лоскутов, С. А. Шалаев – М. : Промышленная энергетика. – 1995. – № 9. – С. 12–15.
2. Энергетика України / Міністерство енергетики України. – К. : Міненерго України, 1998. – 34 с.
3. Борисов Б. П. Электроснабжение электротехнологических установок / Б. П. Борисов, Г. Я. Вагин – К. : Наук. Думка, 1985. – 248 с.
4. Гудим В. І. Електромагнітна сумісність електропостачальних систем дугових сталеплавильних печей. / В. І. Гудим // Праці III Міжнародної науково-технічної конференції «Математичне моделювання в електротехніці, електроніці та електроенер-

гетиці». – Львів, 1994. – С. 63–67.

5. Зиновкин В. В. Анализ повреждаемости трансформаторов, питающих энергоёмкие резкопеременные потребители промпредприятий / В. В. Зиновкин, А. П. Васильковский, Д. В. Зозуля, А. П. Лютый // Труды научн-техн. конф. «Трансформаторостроение». – Запорожье: ВИТ, 1995. – С. 138–145.
6. Жежеленко И. В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятий / И. В. Жежеленко – М. : Энергоатомиздат, 2004. – 358 с.
7. Рейгольд Р. Эксплуатационные режимы электро-энергетических систем и установок / Р. Рейгольд; пер. с нем.; под ред. К. С. Демирчяна. – Л. : Энергия, 1980. – 578 с.

Поступила в редакцию 23.03.09 г.

После доработки 13.04.09 г.

Запропонована математична модель і методика комп'ютерного моделювання нестационарних електромагнітних процесів в системі електропостачання енергоємного електротехнологічного комплексу з нелінійним навантаженням і приведені результати досліджень.

A mathematical model and method of computer design of non-stationary electromagnetic processes in the power supply system of power-intensive electrical engineering complex with the nonlinear loading are offered and the results of researches are presented.

УДК 621.355.1(088.8)

В. А. Дзензерский, С. В. Плаксин, Н. Е. Житник, Л. М. Погорелая

Метод зарядки химических источников тока в составе фотоэлектрической установки

Предложен метод зарядки химических источников тока в составе фотоэлектрических установок с применением системы промежуточных накопителей энергии, позволяющей повысить эффективность использования энергии фотопреобразователей в неблагоприятных условиях их работы.

Введение

Вследствие присущей фотоэлектрическим установкам (ФЭУ) нестабильности генерируемой энергии, вызванной совокупностью как внешних, так и внутренних факторов, возникает необходимость в резервировании энергии для энергоснабжения потребителей в периоды неблагоприятных условий работы, когда выработка электроэнергии ФЭУ снижается или полностью отсутствует.

Проблема резерва электроэнергии особенно остро проявляется при использовании работающих вне централизованной сети энергообеспечения автономных фотоэлектростанций малой и средней мощности. Традиционно в таких случаях в качестве резервного источника электроэнергии используются химические источники тока (ХИТ), входящие в состав ФЭУ. Однако в силу своих внутренних особенностей ХИТ не допускают снижения уровня накопленной в них энергии ниже критического значения, при этом восполнение

израсходованной энергии осуществляется за счет части энергии, вырабатываемой ФЭУ. Но в реальных условиях работы существует вероятность продолжительных периодов с низким уровнем освещенности, когда текущие значения напряжения и тока вырабатываемой ФЭУ энергии недостаточны для зарядки ХИТ, и тогда только энергоёмкость ХИТ определит продолжительность непрерывного энергоснабжения потребителей.

Наглядно режимы работы фотобатареи (ФБ) совместно с ХИТ можно проиллюстрировать с помощью типичной вольтамперной характеристики ФБ (см., например, [1]), приведенной в упрощенном виде на рис. 1. Устойчивое энергоснабжение потребителей, по мнению авторов цитируемой работы, обеспечивается ФБ при уровнях освещенности, соответствующих режиму работы ФБ в области 1, расположенной выше линии ОА – прямой максимальной мощности ФБ. При уровнях освещенности, соответствующих области 2, расположенной ниже прямой максимальной мощности, ФБ

© В. А. Дзензерский, С. В. Плаксин, Н. Е. Житник, Л. М. Погорелая 2009 г.

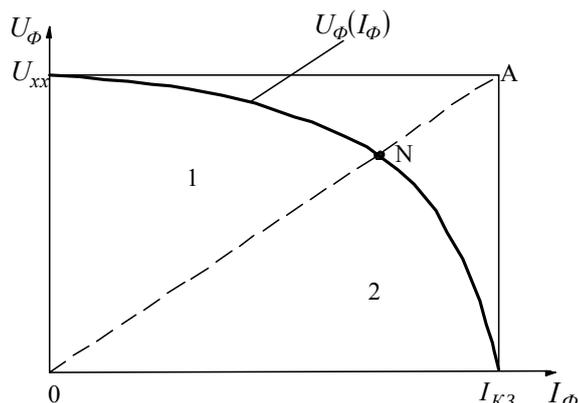


Рис. 1. Вольтамперная характеристика фотобатареи

не в состоянии обеспечить потребителей электроэнергией заданного качества, и эту функцию берет на себя ХИТ. Решить эту задачу в данной работе предлагается путем рационального использования энергии, генерируемой ФБ при низких уровнях освещенности – в области 2.

Цель данной работы – разработать такой метод зарядки химического источника тока, который позволит использовать электроэнергию с недостаточными для стандартной зарядки параметрами, вырабатываемую фотоэлектрической установкой при неблагоприятных условиях ее работы.

Метод использует принцип энергосберегающих импульсных технологий, заключающийся в порционном отборе от ФЭУ энергии любого качества и количества, накоплении ее в промежуточных пассивных накопителях и последующей передаче на заряжаемый ХИТ в виде сформированных зарядных импульсов заданных амплитуды и длительности.

Зарядка химических источников тока с использованием пассивных накопителей электроэнергии

Известные из литературы работы по применению конденсаторов и катушек индуктивности в качестве промежуточных накопителей описывают технические решения, предполагающие либо отбор энергии от всех элементов фотобатареи в общий конденсатор [2], либо от каждого элемента на отдельный конденсатор с последующей поочередной передачей ее в индуктивность [3]. И в том и другом случае для обеспечения эффективного отбора энергии от ФБ необходимо согласование внутреннего сопротивления ФБ с внутренним сопротивлением конденсатора, который является для нее нагрузкой.

Для точки максимальной мощности ФБ, определяемой из ее вольтамперной характеристики, емкость накопительного конденсатора должна удовлетворять условию [2]

$$C \geq \frac{I_{K3 \max} \cdot \tau_{B \max}}{0,03U_{xx}}, \quad (1)$$

где $I_{K3 \max}$ – ток короткого замыкания ФБ при максимальном уровне освещенности; $\tau_{B \max}$ – максималь-

ная длительность включенного состояния конденсатора, или время его заряда; U_{xx} – напряжение холостого хода ФБ.

В соответствии с выражением (1) конкретным значениям тока и напряжения ФБ должно соответствовать конкретное значение емкости конденсатора, и именно оно отвечает за условия согласования ФБ с конденсатором как с нагрузкой. В связи с этим в системах отбора такого типа оптимальное согласование нагрузки с фотобатареей осуществляется в сравнительно узком интервале изменения напряжений и токов ФБ, который определяется из выражения

$$C \geq \frac{I_{CB} \cdot \tau_B}{\Delta U}, \quad (2)$$

где I_{CB} – текущее значение тока ФБ при данном уровне освещенности ФБ; ΔU – максимально допустимое отклонение напряжения ФБ от точки максимальной мощности.

При рассогласовании фотобатареи и нагрузки эффективность работы ФБ резко снижается в соответствии с выражением [4]

$$\eta = \frac{R_H}{R_H + R_{BH}}, \quad (3)$$

где η – КПД ФБ, R_H и R_{BH} – сопротивления нагрузки и фотобатареи соответственно.

Таким образом, из анализа технических решений [2, 3] следует, что при их реализации диапазон освещенностей, при которых фотобатарея используется наиболее эффективно, ограничивается областью 1 на рис. 1.

В предлагаемом нами техническом решении для минимизации влияния рассогласования ФБ и нагрузки на КПД фотобатареи и более эффективного отбора энергии от фотобатареи при низких уровнях освещенности в качестве нагрузки ФБ используется блок низковольтных суперконденсаторов, коммутируемых по определенному алгоритму в зависимости от уровня освещенности фотобатареи и, следовательно, величины ее внутреннего сопротивления R_{BH} .

Как видно из блок-схемы, приведенной на рис. 2, роль промежуточных накопителей энергии, как и в вышеописанных технических решениях, выполняют индуктивность L_H и конденсаторы C_C и C_H , из которых система контроля и управления, работающая по заданному алгоритму, образует зарядно-разрядные энергетические контуры. С помощью этих контуров накопленная энергия, отобранная от ФБ, формируется в зарядно-разрядные импульсы заданных длительности и амплитуды для зарядки химического источника тока, или аккумуляторной батареи (АБ). Схема управления элементами системы коммутации, которые для простоты изображены ключами К1–К5, на блок-схеме не приведена, поскольку имеет множество вариантов схмотехнического исполнения.

Управление режимами работы блока суперконденсаторов заключается в том, что суперконденсаторы при подключении к ФБ для зарядки соединяются по

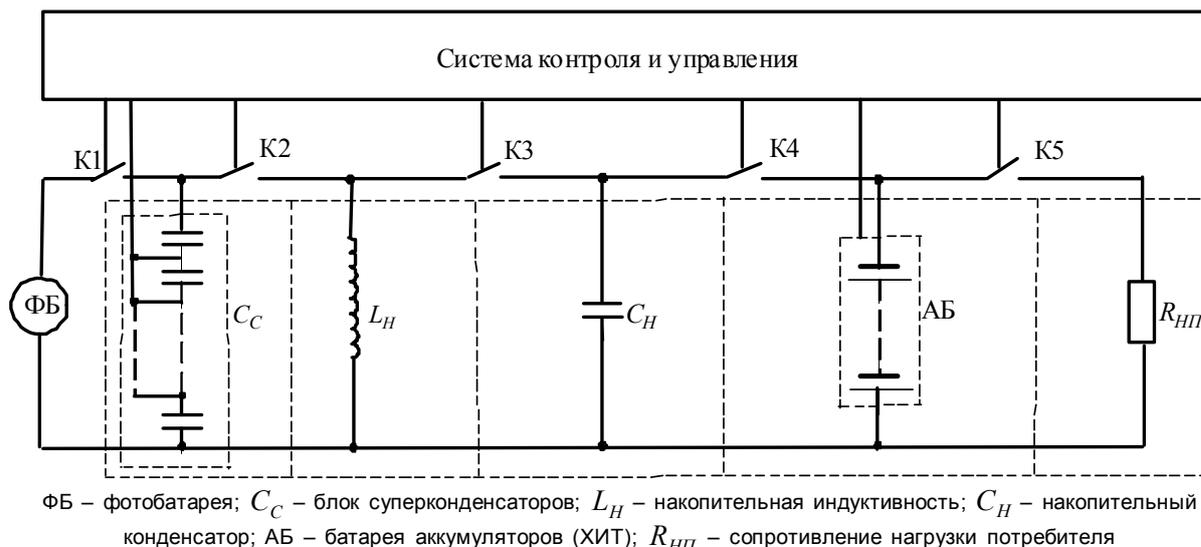


Рис. 2. Блок-схема системы отбора энергии от фотобатареи и зарядки химического источника тока

параллельной либо последовательно-параллельной схеме в зависимости от величины снимаемого с ФБ напряжения, а при подключении для разряда к нагрузке, в качестве которой используется индуктивность L_H , соединяются последовательно, благодаря чему удастся легко осуществлять как согласование ФБ и конденсаторов по сопротивлению, так и преобразование напряжения низкого уровня на входе блока C_C в напряжение высокого уровня на выходе и исключить потери энергии, которые имели бы место в случае преобразования другими методами.

Рассмотрим работу системы с кратким анализом происходящих в ней энергетических процессов.

В исходном состоянии фотобатарея, изображенная на рис. 2 как первичный источник энергии (ФБ), посредством системы контроля и управления подключена к блоку суперконденсаторов C_C . Поскольку фотобатарея эквивалентна источнику тока (что подтверждается возможностью ее работы в режиме короткого замыкания), напряжение на суперконденсаторах описывается выражением

$$U_{C_C} = \frac{1}{C} \int_0^{t_{3C}} i_{\text{ФБ}}(t) dt = \frac{I_{3C}}{C} \cdot t_{3C}, \quad (4)$$

где C – емкость суперконденсаторов, подключенных к ФБ; $i_{\text{ФБ}}$ – текущее значение тока фотобатареи; t_{3C} – время зарядки суперконденсаторов; I_{3C} – постоянный ток зарядки суперконденсаторов.

Отбор энергии от ФБ и передача ее в индуктивность L_H осуществляется до того момента, когда накопленного в индуктивности количества энергии будет достаточно для формирования с помощью накопительного конденсатора C_H зарядного импульса для ХИТ. Причем величина этого временного промежутка будет определяться энергетическими возможностями ФБ, прямо пропорционально зависящими от интенсивности солнечной освещенности, и скоростью

передачи энергии от ФБ к катушке индуктивности L_H , ограниченной частотой заряда-разряда суперконденсаторов, которая не должна превышать допустимого паспортного значения на конкретный тип конденсаторов. С этой частотой производится поочередное переключение ключей K1 и K2 и порционная передача энергии от ФБ к C_C и L_H для ее накопления.

Величина индуктивности L_H , выполняющей функции накопителя-дозатора энергии, определяется исходя из величины требуемого напряжения заряда накопительного конденсатора C_H и длительности зарядных импульсов, подаваемых на ХИТ.

При накоплении в индуктивности заданного количества энергии замыкается ключ K3 и энергия передается в накопительный конденсатор C_H . Энергия полностью заряженного конденсатора определяется известным выражением

$$W_C = \frac{1}{2} C \cdot U_{C_0}^2, \quad (5)$$

где C – емкость накопительного конденсатора; U_{C_0} – напряжение на накопительном конденсаторе, соответствующее моменту окончания его заряда.

Необходимым условием полного заряда конденсатора, достаточного для формирования зарядного импульса ХИТ, является выполнение неравенства

$$U_{C_0} > U_{AB}, \quad (6)$$

где $U_{AB} = U_{PЦ} + \Delta U_{AB}$; $U_{PЦ}$ – напряжение разомкнутой цепи химического источника тока (АБ); ΔU_{AB} – напряжение поляризации АБ.

После выполнения условия (6) ключ K3 размыкается и замыкается ключ K4 на время t_3 , в течение которого на батарею аккумуляторов передается энергия

$$W_3 = \int_0^{t_3} i_3^2 R_{AB} dt, \quad (7)$$

где i_3 – величина тока зарядного импульса, равная емкостному току, возникшему после замыкания ключа К4; $R_{AB} = R_a + R_n$ – сопротивление АБ, состоящее из активного сопротивления R_a электролита и активных масс электродов и поляризационного сопротивления R_n .

Так как конденсатор C_H разряжается до напряжения, равного по величине U_{AB} , то баланс энергии с учетом неполного разряда конденсатора определится выражением

$$\frac{1}{2}CU_{C_0}^2 = \int_0^{t_3} i_3^2 R_{AB} dt + \frac{1}{2}CU_{C_{t_3}}^2 + W_n, \quad (8)$$

где $U_{C_{t_3}}$ – напряжение на конденсаторе C_H в момент окончания зарядного импульса, равное по величине правой части неравенства (6); W_n – энергия потерь.

Ток зарядки АБ при разряде на нее конденсатора C_H равен

$$i_3 = C \frac{dU_C}{dt} = \frac{U_{C_0}}{R_{AB}} e^{-t_3/\tau}, \quad (9)$$

где $\tau = R_{AB}C$ – постоянная времени цепи C_H – АБ, при этом процесс разряда накопительного конденсатора протекает при токе

$$i_{C_p} > i_3 = \frac{U_{C_0}}{R_{AB}} \cdot e^{-t_3/\tau}, \quad (10)$$

С учетом этого из (8) видно, что энергия, затраченная на зарядку аккумуляторной батареи за один импульс на величину

$$\frac{1}{2}C(U_{C_0}^2 - U_{C_{t_3}}^2) = \int_0^{t_3} i_3^2 R_{AB} dt + W_n, \quad (11)$$

меньше первоначальной энергии конденсатора, определяемой из (5).

Известно [5], что при разряде конденсатора на сопротивление напряжение на нем изменяется по закону

$$U_C(t) = U_{C_0} e^{-t/\tau}, \quad (12)$$

следовательно,

$$U_C(t) = U_{C_{t_3}} = U_{C_0} e^{-t_3/\tau}. \quad (13)$$

Тогда, подставив в (11) значение для $U_{C_{t_3}}$, получим выражение для энергии, непосредственно израсходованной на зарядку АБ за один импульс

$$W_3 = \frac{1}{2}CU_{C_0}^2 (1 - e^{-2t_3/\tau}). \quad (14)$$

После разряда накопительного конденсатора на батарею аккумуляторов напряжение на нем в конце

разряда принимает значение, равное $U_{C_{t_3}}$, величина которого зависит от степени заряженности АБ. По достижении этого значения напряжения ключ К4 размыкается, замыкается ключ К3 и происходит очередной цикл заряда накопительного конденсатора, но уже не от начального значения $U_C = 0$, а от значения $U_{C_{t_3}}$, при этом энергия конденсатора в момент замыкания ключа К3, то есть начальная энергия $W_0 \neq 0$, а $W_0 = \frac{1}{2}CU_{C_{t_3}}^2$ и представляет собой энергию сбережения.

Таким образом, и при разряде C_H за время t_3 на АБ, и при его заряде от индуктивности L_H происходит экономия электроэнергии, вырабатываемой ФБ и накапливаемой в катушке индуктивности, то есть достигается энергосбережение в системе электроснабжения потребителей в целом.

Длительность зарядного импульса t_3 , действующего на АБ, можно определить из выражения (9)

$$t_3 = \tau \ln \frac{U_{C_0}}{R_{AB} i_3} = R_{AB} C \ln \frac{U_{C_0}}{R_{AB} i_3},$$

или

$$t_3 = R_{AB} C \ln \frac{U_{C_0}}{U_{AB}}. \quad (15)$$

Полученные выражения устанавливают связь между длительностью зарядного импульса, величиной зарядного тока АБ, ее сопротивлением, емкостью накопительного конденсатора C_H и величиной напряжения на нем.

Аналогичным образом получим выражение для времени заряда накопительного конденсатора C_H в виде

$$t_{3C} = \tau_{3Ц} \ln \frac{E - U_{C_{t_3}}}{E - U_{C_0}}, \quad (16)$$

где $\tau_{3Ц}$ – постоянная времени зарядной цепи LC ; E – напряжение на индуктивности, приложенное к конденсатору; $U_{C_{t_3}}$ – напряжение на конденсаторе в конце зарядного импульса.

Для формирования импульса зарядки АБ необходимо выполнение неравенства

$$t_3 > t_{3C}, \quad (17)$$

что легко осуществимо, так как конденсатор C_H разряжается до напряжения U_{C_0} не от нулевого значения, а от начального напряжения $U_{C_{t_3}}$.

Таким образом, частота воздействия зарядными импульсами на батарею аккумуляторов будет определяться кинетикой электрохимического процесса зарядки. Контроль состояния АБ при ее зарядке осуществляется системой контроля и управления по значениям информационных параметров АБ, приведен-

ных в [6], а оптимизация процесса зарядки АБ производится с учетом взаимосвязи параметров батареи аккумуляторов с параметрами зарядных импульсов, описываемой выражением (15).

Для реализации метода необходимо наличие в составе ФЭУ двух химических источников тока, работающих в циклическом режиме: когда один из них разряжается на нагрузку, то есть обеспечивает потребителя электроэнергией, другой заряжается от ФЭУ и т. д. с поочередной сменой режимов их работы.

По достижении аккумуляторной батареей полной зарядки по сигналу системы контроля и управления ключ К4 размыкается, замыкается ключ К5 и заряженная аккумуляторная батарея подключается к нагрузке $R_{нп}$, а другая аккумуляторная батарея, работавшая до этого на нагрузку, подключается к системе зарядки.

При работе ФБ в режимах, соответствующих освещенностям области 1, ключи К1–К5 переводятся в замкнутое состояние и энергия от фотобатареи поступает непосредственно в нагрузку и на АБ для ее подзарядки.

Выводы

Разработан метод зарядки химических источников тока в составе фотоэлектрических установок с использованием промежуточных пассивных накопителей электроэнергии в виде низковольтных суперконденсаторов и последующей ее порционной передачей на заряжаемый ХИТ в виде сформированных зарядных импульсов заданных амплитуды и длительности. Метод позволяет использовать электроэнергию, вырабатываемую фотоэлектрической установкой при неблагоприятных условиях ее работы с недостаточными для стандартной зарядки текущими параметрами.

Запропоновано метод зарядження хімічних джерел струму у складі фотоелектричних установок з системою проміжних накопичувачів енергії, яка дозволяє підвищити ефективність використання енергії фотоперетворювачів в несприятливих умовах їх роботи.

The method of chemical current sources charging in a body of the photovoltaic power stations with the use of the intermediate energy storage system is offered; it allows improving the efficiency of photovoltaic power system use at the adverse working condition.

Перечень ссылок

1. Богдан А. В. Проектирование автономных фото-энергетических систем / А. В. Богдан, В. М. Спивак, А. Н. Шмырева, Ю. И. Якименко // Технічна електродинаміка. Тем. випуск. Силова електроніка та енергоефективність. – Ч.2. – 2007. – С. 35–38.
2. Пат. 2195754 Российская Федерация, МПК H02J7/32, H02J7/35. Устройство и способ отбора электрической энергии от солнечной батареи / Н. К. Чернилевский, П. Ф. Гнатенко; Заявитель и патенто-обладатель Чернилевский Н. К. – № 99119111/09; заявл. 01.09.99; опубл. 27.12.02. – 8 с.
3. Пат.10269 U Україна, МПК H02J7/32, H02J7/35. Спосіб відбору електричної енергії від сонячної батареї / М. В. Чашко, О. В. Левшов, К. О. Філь; Заявник і патентовласник Донецький нац.-техн. ун-т. – № 200503035; заявл. 04.04.05; опубл. 15.11.05. Бюл. № 11. – 2 с.
4. Чирва В. П. Кремниевые планарные фотоэлектрические генераторы / В. П. Чирва, М. С. Саидов / Гелиотехника. – 1993. – № 6. – С. 19–37.
5. Гинзбург С. Г. Методы решения задач по переходным процессам в электрических цепях. – М. : Высшая школа, 1967. – 388 с.
6. Житник Н. Е. Информационные параметры для реализации адаптивной зарядки вторичных химических источников тока. / Н. Е. Житник, Ю. Л. Миропольский, С. В. Плаксин, Л. М. Погорелая, И. И. Соколовский // ТКЭА. – 2008. – № 5(77). – С. 40–42.

Поступила в редакцию 11.02.09 г.

После доработки 02.04.09 г.

АВТОРИ НОМЕРА

Васильева Е. В.

старший преподаватель, Запорожский национальный технический университет

Васьковский Ю. Н.

доктор технических наук, НТУ «КПИ» г. Киев

Гераскин А. А.

аспирант, НТУ «КПИ» г. Киев

Гилев А. А.

кандидат технических наук, Севастопольский национальный технический университет

Гончаров Ю. П.

доктор технических наук, НТУ «ХПИ» г. Харьков

Гребеников В. В.

кандидат технических наук, Институт электродинамики НАН Украины, г. Киев

Гуревич В. И.

кандидат технических наук, Электрическая компания Израиля

Дзензерский В. А.

доктор технических наук, Институт транспортных систем и технологий НАН Украины «Трансмаг»

Душинова Е. В.

аспирант, Запорожский национальный технический университет

Житник Н. Е.

научный сотрудник, Институт транспортных систем и технологий НАН Украины «Трансмаг»

Залужный М. Ю.

ассистент, Запорожский национальный технический университет

Зиновкин В. В.

доктор технических наук, Запорожский национальный технический университет

Казурова А. Е.

аспирант, Запорожский национальный технический университет

Крисан Ю. А.

кандидат технических наук, Запорожский национальный технический университет

Кулинич Э. М.

старший преподаватель, Запорожский национальный технический университет

Левыкина В. И.

ассистент, Запорожский национальный технический университет

Матусевич О. О.

кандидат технических наук, Национальный университет железнодорожного транспорта имени академика В. Лазаряна, г. Днепропетровск

Миронов В. С.

аспирант, Севастопольский национальный технический университет

Орловский И. А.

кандидат технических наук, Запорожский национальный технический университет

Остренко М. В.

научный сотрудник, ОАО «ВИТ»

Петков А. А.

кандидат технических наук, НТУ «ХПИ» г. Харьков

Плаксин С. В.

доктор физико-математических наук, Институт транспортных систем и технологий НАН Украины «Трансмаг»

Погорелая Л. М.

младший научный сотрудник, Институт транспортных систем и технологий НАН Украины «Трансмаг»

Панасенко М. В.

доктор технических наук, ХФ ДНДЦ «Укрзалізниці» г. Харьков

Потапенко Е. М.

доктор технических наук, Запорожский национальный технический университет

Приймак М. В.

инженер, Институт электродинамики НАН Украины, г. Киев

Сыченко В. Г.

кандидат технических наук, Национальный университет железнодорожного транспорта имени академика В. Лазаряна, г. Днепропетровск

Тарчуткин А. Л.

начальник электромагнитной лаборатории исследований и моделирования ОАО «ВИТ»

Зміст журналу «Електротехніка та електроенергетика» за 2009 р.

I. ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

Gurevich V. I. PECULIARITIES OF THE RELAYS INTENDED FOR OPERATING TRIP COILS OF THE HIGH-VOLTAGE CIRCUIT BREAKERS	2	ЭЛЕКТРОПРИВОДА ДОЗАТОРА ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ ЛИНИИ ПРИГОТОВЛЕНИЯ ГАЗОБЕТОНА	2
Андриенко П. Д., Шило С. И., Каплиенко А. О., Немуд- рый И. Ю. ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМОВ ПРИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОМ СОЕДИНЕНИИ СЕРИЕСНЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА	1	Казурова А. Е., Е. М. Потапенко Е. М. ВОЗМОЖНЫЕ ВАРИАНТЫ ПОСТРОЕНИЯ ВЫСОКОТОЧНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ УПРУГОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМОЙ	2
Близняков А. В., Кораблев В. М. АНАЛИЗ УСТАНОВИВШЕГОСЯ ТЕПЛОВОГО РЕЖИМА ТОКОВЕДУЩЕГО КОНТУРА ИЗБИРАТЕЛЯ УСТРОЙСТВА РЕГУЛИРОВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРА	1	Лучко А. Р., Попова Т. В. ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В МАГНИТОСВЯЗАННЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ	1
Васьковский Ю. Н., Гераскин А. А. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВИБРОВОЗМУЩАЮЩИХ СИЛ В КОРОТКОЗАМКНУТОМ АСИНХРОННОМ ДВИГАТЕЛЕ С ПОВРЕЖДЕННОЙ ОБМОТКОЙ РОТОРА	2	Макурин А. В. ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВАЛА НА ЕГО СТАТИЧЕСКИЕ И ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ	1
Волков А. В., Антонов Н. Л. УСОВЕРШЕНСТВОВАННОЕ ОПТИМАЛЬНОЕ ПО БЫСТРОДЕЙСТВИЮ ВЕКТОРНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ СТАТОРНОГО ТОКА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ, ПИТАЕМОГО ОТ АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ	1	Матусевич О. О. СИСТЕМА ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЙНИХ ПОВІДОМЛЕНЬ ТЕЛЕМЕХАНІЧНИХ КОМПЛЕКСІВ КЕРУВАННЯ ПРИСТРОЯМИ ТЯГОВОГО ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ ЗАЛІЗНИЦЬ	2
Волков А. В., Скалько Ю. С. ИДЕНТИФИКАЦИЯ АКТИВНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ ЧАСТОТНО- РЕГУЛИРУЕМОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ ПРИ ИХ ТЕМПЕРАТУРНОМ ДРЕЙФЕ	1	Орловский И. А., Голянчук Ю. В. РАСЧЕТ НА РЕКУРРЕНТНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЯХ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ПРИ ПИТАНИИ ОТ АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ	1
Гилев А. А., Миронов В. С. КОМБИНИРОВАННЫЕ ПРИВОДЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТОВ, ИХ РАЗНОВИДНОСТИ И КЛАССИФИКАЦИЯ	2	Орловський І. А., Крисан Ю. О. МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ТА СИСТЕМА КЕРУВАННЯ ГІБРИДНОГО АСИНХРОННОГО ТЯГОВОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ ДИЗЕЛЬ- ПОТЯГА	2
Гребеников В. В., Прыймак М. В. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ КОНФИГУРАЦИИ МАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ НА МОМЕНТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ	2	Панасенко М. В., Гончаров Ю. П., Сиченко В. Г. ПРОБЛЕМИ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ ПІДСИСТЕМ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ТЯГИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ І ВИКОРИСТАННЯ ЗАСОБІВ СИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ ДЛЯ ЇХ ВИРІШЕННЯ	2
Зиновкин В. В., Кулинич Э. М. МОДЕЛИРОВАНИЕ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО		Петков А. А. ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ ИСПЫТАТЕЛЬНОГО ИМПУЛЬСА ТОКА ПРИ ЕГО ИДЕНТИФИКАЦИИ НАБОРОМ КОНТРОЛИРУЕМЫХ ПАРАМЕТРОВ И ИНТЕГРАЛОМ ДЕЙСТВИЯ	2

Потапенко Е. М., Душинова Е. В., Левыкина В. И., Васильева Е. В.

ОЦЕНКА СОПРОТИВЛЕНИЯ РОТОРА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИНЖЕКЦИИ ПРИ ВЫСОКОТОЧНОМ ВЕКТОРНОМ УПРАВЛЕНИИ АСИНХРОННЫМ ПРИВОДОМ 2

Сінолиций А. П., Кольсун В. А., Кальмус Д. О., Жуйков М. В.
КОМУТАЦІЙНІ ПРОЦЕСИ В СИСТЕМАХ ГРУПОВОГО ЖИВЛЕННЯ І КЕРУВАННЯ ЕНЕРГОЄМНИМИ УСТАНОВКАМИ 1

Тиховод С. М., Афанасьева И. О., Корнус Т. М.
МЕТОД КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ УСТАНОВИВШИХСЯ ПЕРИОДИЧЕСКИХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ 1

Тарчуткин А. Л., Остренко М. В.
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА ИНТЕГРАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ ДЛЯ СНИЖЕНИЯ РАЗМЕРНОСТИ КОНЕЧНО-ЭЛЕМЕНТНОЙ ЗАДАЧИ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОГО ПОЛЯ 2

II. ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА

Авдеев И. В., Заболотный А. П., Даус Ю. В.
ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭНЕРГОСНАБЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ОПТИМИЗАЦИИ СТРУКТУРЫ ЭНЕРГОБАЛАНСА ПРЕДПРИЯТИЯ 1

Волков В. А.
ИСТОЧНИК ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ, СНИЖАЮЩИЙ ТОК В НЕЙТРАЛЕ ТРЕХФАЗНОЙ СЕТИ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ 1

Дзензерский В. А., Плаксин С. В., Житник Н. Е., Погорелая Л. М.
МЕТОД ЗАРЯДКИ ХИМИЧЕСКИХ ИСТОЧНИКОВ ТОКА В СОСТАВЕ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ УСТАНОВКИ 2

Залужный М. Ю.
МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕСТАЦИОНАРНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В СИСТЕМЕ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ЭНЕРГОЕМКИХ ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ 2

Канов Л. Н.
ПРИМЕНЕНИЕ СХЕМНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ДЛЯ РАСЧЕТА РЕЖИМОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА 1

До відома авторів

Журнал «Електротехніка та електроенергетика»-призначений для публікації найбільш значущих наукових і практичних результатів досліджень вчених вищих навчальних закладів і наукових організацій, розробок і продукції промислових підприємств.

Журнал занесено до переліку наукових видань України, у яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття вчених ступенів доктора і кандидата технічних наук. Підписний індекс журналу за каталогом Укрпошти 22913.

Основною метою журналу є пропаганда сучасних наукових та виробничо-практичних знань за вибраним напрямом. Основний зміст журналу вміщується в таких рубриках:

1. Електротехніка

1.1. Загальні питання електротехніки та електроенергетики.

1.2. Матеріали загального плану (методичні, навчальні розробки; історія електротехніки та енергетики; організація науково-дослідних, дослідно-конструкторських та проектних робіт, конференцій, симпозіумів, семінарів і т. д.).

1.3. Теоретична електротехніка (фізичні основи електротехніки, теорія електромагнітного поля, теорія електричних та магнітних ланцюгів).

1.4. Охорона праці (умови праці, техніка безпеки, електробезпека).

1.5. Електротехнічні матеріали, електричні конденсатори, дроти й кабелі.

Загальні питання, магнітні, напівпровідникові, надпровідникові, провідникові, діелектричні, електроізоляційні матеріали. Електричні ізолятори. Конденсатори. Дроти й кабелі.

1.6. Електромеханотроніка та електротранспорт.

1.6.1. Електричні машини й трансформатори.

1.6.1.1. Електричні машини (загальні проблеми, машини постійного та змінного струму, спеціальні).

1.6.1.2. Трансформатори та електричні реактори.

1.6.1.3. Електротехнічне обладнання спеціального призначення (термоядерних установок, прискорювачів, лазерів).

1.6.2. Електричні апарати високої та низької напруги.

1.6.3. Силова перетворювальна техніка (силової вентилю; статичні перетворювачі; загальні питання; випрямлячі та ведені інвертори; перетворювачі постійної та змінної напруги, числа фаз; системи керування, захисту й діагностики; конструкції та силове обладнання).

1.6.4. Електропривод та автоматизація промислових установок (загальні проблеми, привод постійного та змінного струмів, комплексно автоматизований).

1.6.5. Електрообладнання транспорту (загальні питання; електротехнічне обладнання та електропостачання залізничного, міського, промислового транспорту; рухомого складу, нетягових навантажень, автомобілів, електромобілів, засобів безрейкового наземного електротранспорту; ракетно-космічних систем та літальних апаратів, суден).

1.7. Електротехнологія (електротермія, електрозварювальне устаткування, електротехнічне обладнання електротехнологічних установок).

1.8. Електрифікація сільського господарства та побуту.

1.8.1. Електрифікація й автоматизація сільського господарства (загальні питання, електропривод,

електропостачання, автоматизація, електронагрівальні установки, освітлення, випромінюючі прилади та установки).

1.8.2. Електрифікація побуту (електроприлади, системи опалення й гарячого водопостачання, вентиляції, кондиціонування повітря й холодопостачання, медична електротехніка).

1.9. Освітлення й електровипромінювальна техніка. Світлотехніка та інфрачервона техніка (загальні проблеми; стан та перспективи розвитку; фізичні та фізіологічні основи; методи та прилади для визначення характеристик джерел світла, світлових приладів та світлотехнічних матеріалів; джерела світла, прилади вмикання та керування; освітлювальні та світлові прилади й установки ультрафіолетового, видимого й інфрачервоного випромінювань).

2. Електроенергетика

2.1. Електросистеми та їх автоматизація: загальні питання; стан та перспективи розвитку, надійність, проектування, експлуатація, тарифи на електроенергію, режими, характеристики. Параметри й показники. Якість електроенергії. Автоматизація. Захист. Вимірювання електричних величин. Телемеханіка. Зв'язок.

2.2. Електричні станції. Підстанції й мережі: загальні питання. Проектування й будівництва електричної частини. Техніко-економічні розрахунки, схеми електричної частини, розподільчі пристрої й компонування; вибір монтажу, нормальні експлуатаційні режими. Ремонт та обслуговування, власні потреби; аварії, короткі замкнення та спеціальні режими; рухомі електричні станції й підстанції, установки аварійного та гарантованого живлення; повітряні електричні мережі та лінії електропередачі, їхні основні характеристики й параметри, конструктивні рішення, проектування й розрахунок, основні конструктивні елементи; будівництво і монтаж, експлуатація; кабельні електричні мережі та лінії, основні характеристики й параметри, проектування та розрахунки, основні та допоміжні конструктивні елементи, спорудження кабельних ліній, мереж, машин, механізми, інструменти; техніка високих напруг, загальні питання, ізоляція, перенапруги, заземлення та заземлювачі, лабораторії високих напруг та випробувальні стенди, електромагнітна сумісність в системах керування та зв'язку, електропостачання міст, промислових підприємств, житлових та громадських домів та споруд, проектування й експлуатація, електропостачання галузей промисловості, житлових та громадських споруд, електромонтажні роботи, виробни, матеріали.

2.3. Традиційні, нетрадиційні й альтернативні джерела електроенергії.

3. Критичні матеріали: статті, відзиви, рецензії, погляди і т. д. стосовно окремих публікацій за різними аспектами досліджень, вироблення, споживання, перетворення і т. д. електрики та електроенергії; перспективні задачі, вибір напрямів у дослідженнях, розробках, застосуванні електрики, захисті електричних пристроїв та систем, охороні праці та навколишнього середовища; матеріали з різними підходами та поглядами відносно методики розрахунку, конструювання, оцінки економічної ефективності електричних пристроїв та систем; статті та погляди різних авторів відносно термінології, визначень, державних стандартів, норм і т. і., які стосуються електрики та її використання.

4. Рекламна інформація про електротехнічні вироби, які випускаються вітчизняними та зарубіжними підприємствами.

Редакція сподівається на активну участь кореспондентів (авторів) у кожному виданні. В теперішній час журнал видається два рази на рік. Зі збільшенням потоку статей періодичність виходу журналу буде збільшуватись (до 3-4 номерів на рік).

ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ

На початку статті автори обов'язково пояснюють актуальність досліджуваних питань та об'єктивно викладають їх існуючий стан (у тому числі з посиланням на джерела, видані не пізніше п'яти років тому), а також формулюють мету статті. У змісті статті лаконічно та доведено наводяться використані авторами припущення, методи, підходи та сутність одержаних наукових результатів, доводиться їхня достовірність. У висновках коротко формулюються найважливіші наукові результати та положення, одержані у статті.

Статті приймаються підготовленими у редакторі Word for Windows (v.6 і вище).

Параметри сторінки:

- розмір сторінки – А4 (210x297);
- орієнтація – книжна;
- шрифт – Times New Roman Cyr, розмір - 12pt;
- міжрядковий інтервал – 1,5;
- поля – 20мм.

Структура статті

Послідовність розміщення матеріалу статті: індекс УДК, прізвище та ініціали автора(ів), назва статті, науковий ступінь, повна назва установи, в якій працює автор, місто, анотація трьома мовами: російською, українською та англійською, текст статті, перелік посилань. Рукопис статті має бути підписаний всіма авторами. Наявність анотації обов'язкова.

Текст статті: приймаються статті російською, українською і англійською мовами. Розмір статті складає (4–14) сторінок (у тому числі, не більше 5 рисунків).

У статті необхідно уникати зайвої деталізації, проміжних формул і висновків, громіздких математичних виразів; не слід наводити відомі факти, повторювати зміст таблиць і ілюстрацій у тексті. Текст статті не повинен мати рукописних виправлень і позначок. Стаття не повинна вміщувати граматичних або інших помилок, а також - повинна відповідати тематиці журналу «Електротехніка та електроенергетика» й вимогам ВАК щодо фахових видань.

Анотація

Об'єм анотації не повинен перевищувати 40 слів.

Ілюстрації

Ілюстрації подають на окремих листах та у окремих файлах (формат .TIF з роздільною здатністю не менш 200 dpi, двоколірні або напівколірні (у градаціях сірого), .PCX, .BMP). Ілюстрації нумерують та підписують унизу. Якщо ілюстрації вставлено у документ Word, подать окремі файли з ними. Мінімальний розмір фотографій 6x5 см.

ВИКОНАННЯ ІЛЮСТРАЦІЙ РЕДАКТОРОМ MICROSOFT WORD (А ТАКОЖ ІНШИМИ РЕДАКТОРАМИ), ТА ВСТАВКА ЇХ БЕЗПОСЕРЕДНЬО У ТЕКСТ СТАТТІ НЕ ДОЗВОЛЯЄТЬСЯ.

Таблиці

Таблиці мають бути розраховані на ширину колонки (8,5 см), або на ширину сторінки. Таблиці повинні містити лише необхідну інформацію.

Формули

Формули виконуються за допомогою убудованого у Word for Windows редактора Microsoft Equation. Їх нумерують у дужках праворуч:

$$Z(\Theta) = 10 \log \left(\frac{\bar{y}^2}{s^2} \right) \quad (3)$$

Бажано, щоб ширина формули не перевищувала 8 см. Формули більшого розміру записують декількома рядками.

Перелік посилань

Перелік посилань у кінці рукопису подається мовою оригіналу згідно з послідовністю посилання в тексті статті та вимогами відповідного ДСТУ. Посилання на літературу у тексті позначаються цифрою у квадратних дужках.

У довідці про авторів необхідно навести прізвища, ім'я, та побатькові (повністю), місто роботи, посаду, вечний ступінь, адресу, номери телефонів, e-mail. Необхідно вказати, з ким вести переговори у разі необхідності.

У редакцію журналу необхідно подати:

- 1). роздруковану статтю у 2-х примірниках;
- 2). експертний висновок про можливість опублікування;
- 3). довідку про авторів;
- 4). дискету 3,5' з текстом статті, файлами ілюстрацій, довідкою про авторів. Дозволяється замість пред'явлення дискети направити зазначені файли електронною поштою на адресу редакційно-видавничого відділу. Файл статті називати прізвищем першого автора (латинськими літерами).

Гонорар авторам не сплачується, рукописи, дискети, коректура та відбитки статей авторам не надсилаються. Редакція залишає за собою право на літературну редакцію та скорочення тексту статті без повідомлення авторів.

СТАТТІ, ЯКІ НЕ ЗАДОВОЛЬНЯЮТЬ ВКАЗАНИМ ВИМОГАМ, НЕ РОЗГЛЯДАЮТЬСЯ.

Адреса редакції: 69063, м. Запоріжжя, вул. Жуковського, 64, ЗНТУ, редакція журналу.
Тел.: (061) 7-698-296 – редакційно-видавничий відділ.
E-mail: rvv@zntu.edu.ua

Наукове видання

Електротехніка та електроенергетика №2/2009

науковий журнал

Головний редактор
Заст. гол. редактора

д.т.н., професор
к.т.н., доцент

Потапенко Е. М.
Байша О. І.

Оригінал-макет підготовлено у редакційно-видавничому відділі ЗНТУ

Комп'ютерна верстка
Редактор англійських текстів

Рибалка І. С.
Войтенко С. В.

Підписано до друку 07.07.2009. формат 60×84/8, 9,65 др. арк.
Тираж 300 прим. Зам. № 1217
69063 м. Запоріжжя, ЗНТУ, друкарня, вул. Жуковського, 64

Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи до державного реєстру видавців, виготівників і розповсюджувачів видавничої продукції від 27.12.2005 р., серія ДК № 2394