

Запорізький національний технічний університет

**ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА
ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА**



НАУКОВИЙ ЖУРНАЛ

1'2008

(червень)

**Виходить два рази на рік
(грудень, червень)**

Видається з 1999 року.

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

Засновник та видавник: Запорізький національний технічний університет

**Запоріжжя, ЗНТУ
2008**

ISSN 1607-6761

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.

Відповідно до постанови президії ВАК України від 10.05.2000 журнал пройшов реєстрацію і внесений до Переліку № 5 фахових видань, в якому можуть публікуватись результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата технічних наук.

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ

Головний редактор д.т.н., Волков О. В.
Заст. гол. редактора к.т.н., Байша О. І.

Члени редколегії:

Андрієнко П. Д.	д.т.н.	Онуфрієнко В. М	д.ф.-м.н.
Биковський О. Г.	д.т.н.	Півняк Г. Г.	д.т.н., академік НАНУ
Гостев В. І.	д.т.н.	Піза Д. М.	д.т.н.
Зіновкін В. В.	д.т.н.	Потапенко Є. М.	д.т.н.
Кириленко О. В.	д.т.н., академік НАНУ	Пуйло Г. В.	д.т.н.
Клепиков В. Б.	д.т.н.	Розанов Ю. К. (МЕІ, Росія)	д.т.н.
Лущик В. Д.	д.т.н.	Труфанов І. Д.	д.т.н.
Метельський В. П.	к.т.н.	Яримбаш С. Т.	к.т.н.

Рекомендовано до видання Вченою радою Запорізького національного технічного університету, протокол № 10 від 26.05.2008 року.

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

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

Оксанич А. П., Петренко В. Р., Притчин С. Е., Білий П. М. ОСНОВНІ ДИНАМІЧНІ ПОКАЗНИКИ МАЛОПОТУЖНИХ МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНИХ ДВИГУНІВ	4
Орловский И. А., Синяевский А. А. РАСЧЕТ МОДЕЛЕЙ ТИРИСТОРНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА НА ПОЛИНОМИАЛЬНЫХ РЕКУРРЕНТНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЯХ	7
Переверзев А. В., Алексеевский Д. Г., Семенов В. В., Буров А. Н., Стрункин Г. Н., Таранец А. В ОБ ИСПОЛЬЗОВАНИИ КРАНОВЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ В КАЧЕСТВЕ ГЕНЕРАТОРОВ ДЛЯ АВТОНОМНЫХ ВЭУ	20
Скалько Ю. С. СРАВНЕНИЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ ДЛЯ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА СО СКАЛЯРНЫМ, КВАЗИВЕКТОРНЫМ И ВЕКТОРНЫМ ПРИНЦИПАМИ ЧАСТОТНОГО УПРАВЛЕНИЯ	24
Лучко А. Р., Страколист Е. В. УТОЧНЕННАЯ ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ТЯГОВОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА СО СМЕШАННЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ	31
Антонов Н. Л. ПРОГНОЗИРУЮЩЕЕ РЕЛЕЙНО-ВЕКТОРНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ СТАТОРНОГО ТОКА В АСИНХРОННОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ С УПРОЩЕННЫМ ДВУХЗВЕННЫМ НЕПОСРЕДСТВЕННЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ЧАСТОТЫ	37
Тиховод С. М., Афанасьева И. О., Корнус Т. М., Скрыпичин Н. В. УТОЧНЕННЫЙ РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ КАБЕЛЕЙ СВЯЗИ С ПОМОЩЬЮ СИСТЕМЫ ANSYS	48
Косенко И. А. СРАВНЕНИЕ ЧАСТОТНО-ТОКОВОГО И ЧАСТОТНО-НАПРЯЖЕНЧЕСКОГО СПОСОБОВ РЕЛЕЙНО- ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМИ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ С АВТОНОМНЫМ ИНВЕРТОРОМ ТОКА	52

II ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА

Варинская Л. А., Андриенко А. Н. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И ОЦЕНКА ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКИХ ПЕРСПЕКТИВ ТЕПЛОЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ОТРАСЛИ УКРАИНЫ	59
Канов Л. Н. ОЦЕНКА СТЕПЕНИ НЕСИНУСОИДАЛЬНОСТИ ФОРМЫ НАПРЯЖЕНИЯ В АВТОНОМНОЙ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ	64
Гуревич В. И. О РЕЖИМЕ ПИТАНИЯ МОЩНОГО КОНТАКТОРА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ПРИ ПРОВАЛАХ НАПРЯЖЕНИЯ В СЕТИ 0,4 КВ	70
Заболотний А. П., Федоша Д. В., Яценко О. О., Криворученко Н. Л. УДОСКОНАЛЕНИЙ МЕТОД ПОТЕНЦІЙНОЇ ФУНКЦІЇ ДЛЯ ФОРМУВАННЯ ОПТИМАЛЬНОЇ СТРУКТУРИ РОЗПОДІЛЬЧОЇ МЕРЕЖІ	74

I. ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

УДК 621.313.17: 621.313.8

А. П. Оксанич, В. Р. Петренко, С. Е. Притчин, П. М. Білий

ОСНОВНІ ДИНАМІЧНІ ПОКАЗНИКИ МАЛОПОТУЖНИХ МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНИХ ДВИГУНІВ

В статті розглянуто основні динамічні показники малопотужних магнітоелектричних двигунів дискового типу. Отримано розрахункові формули для оцінки добротності, електромеханічної та електромагнітної сталих часу на початковій стадії проектування двигунів.

Вступ

Дискові магнітоелектричні двигуни (МД) завжди були для інженерів-розробників електричних машин (ЕМ) цікавими об'єктами. Так в інтегрованих електричних приводах дискові МД з аксіальним магнітним полем дозволяють суттєво розширити діапазон робочих частот і одночасно з цим підвищити енергетичні, динамічні, вібраційні та акустичні характеристики привода, а також покращити його масогабаритні показники, забезпечити режим як крокового, так і безперервного (автосинхронного) руху ротора.

Дискова конструкція МД є зручною для вбудовування в конструкцію виконавчих механізмів, завдячуючи своїм невеликим осьовим розмірам. Крім цього при великих зовнішніх діаметрах такі МД можуть розвивати більший момент у зв'язку з кубічною залежністю його від середньої величини діаметра електромагнітного ядра [1, 2].

Відомі роботи з теорії та розрахунку малопотужних МД, наприклад [3, 4], не повною мірою відображають питання розрахунку динамічних показників, а саме добротності, електромеханічної та електромагнітної сталих часу, які характеризують процес електромеханічного перетворення енергії.

Мета роботи – отримання рівнянь для оцінювання динамічних показників дискового малопотужного МД на основі аналізу основних електромагнітних співвідношень, які характеризують процеси енергоперетворення.

Основний матеріал і результати

Розглянемо спрощену конструктивну схему магнітної системи (МС) двигуна (рис. 1), що являє собою два феромагнітних ободи 1 кільцевої форми, які є магнітопроводом, і на яких розташовано сегменти магнітного шару (постійні магніти) 2 системи Nd-Fe-B.

Дисковий ротор (якір) складається з двох струмових шарів, де кожний шар являє собою окремі намотані секції з емалірованого обмоточного проводу, які опресовуються у вигляді диску і заливаються спеціальним компаундом у відповідній прес-формі. Фізична реалізація одного струмового шару показана на рис. 2.

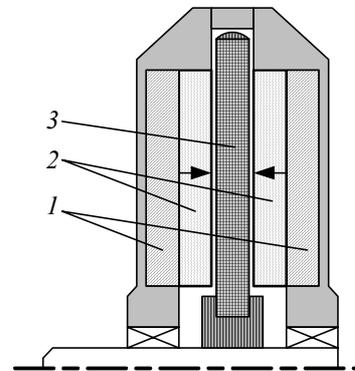


Рис. 1. Конструктивна схема МС двигуна:
1 – магнітопровід; 2 – постійні магніти; 3 – струмовий шар

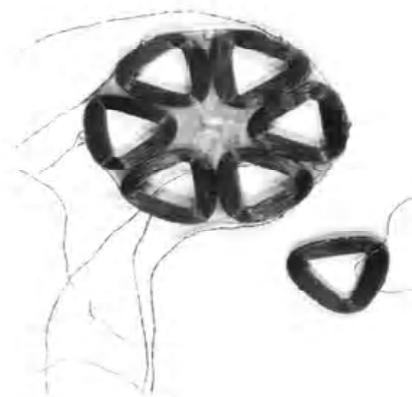


Рис. 2. Струмовий шар ротору

Наведена конструктивна схема МД (рис. 1) у порівнянні з ЕМ звичайної конструкції має такі переваги:

1. Можливість конструювати МД в плоскому виконанні, що в деяких випадках дозволяє спростити кінематичну схему привода та зменшити габаритні розміри пристроїв, де застосовуються вказані двигуни. На рис. 3 показано діючий зразок МД у плоскому виконанні.

© А. П. Оксанич, В. Р. Петренко, С. Е. Притчин, П. М. Білий 2008 р.

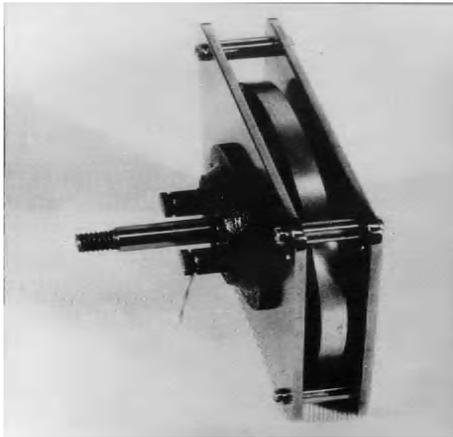


Рис. 3. Діючий зразок МД

2. Індуктивність обмотки немагнітного якоря порівняно невелика, а також практично відсутня реакція якоря [5], внаслідок чого МД має добрі умови комутації, відсутнє розмагнічування ПМ та пульсації магнітного потоку.

3. Маса та момент інерції в порівнянні з такими ЕМ інших видів конструкції якоря є малими.

У порівнянні печатного та дискового обмоткового виконання немагнітного якоря МД останні мають такі переваги:

- можливість виконання МД з малими розмірами диска якоря, а також виконання МД з більш високими значеннями напруги живлення;
- можливе виконання МД з більшими значеннями магнітної індукції в повітряному проміжку;
- дисковий немагнітний ротор з обмоточного проводу є механічно більш жорстким.

До недоліків слід віднести менш сприятливі умови теплопередачі провідників обмотки, що знаходяться у пластмасі, у порівнянні з печатним диском.

Одним з основних параметрів, що визначає динамічну похибку виконавчого МД в безпосередньому сервоприводі, є номінальна добротність. Цей же параметр визначає необхідну потужність МД в системах стабілізації при заданій динамічній точності відтворення деякого спектру випадкових впливань.

Розглянемо насамперед вплив теплових обмежень на допустиму густину струму в режимі короткочасних перевантажень, вважаючи при цьому, що тепловий процес є близьким до адіабатичного.

Обмеження на допустиму щільність струму в тривалому режимі можна оцінити таким чином [6]:

$$Q = \frac{\Delta P}{2\pi R_{cp} l} = \rho j A, \quad (1)$$

де Q – питомий тепловий потік з бокових поверхонь ротору; $\Delta P = I^2 R W$ – омичні втрати в активній частині обмотки ротора; W – число провідників обмотки ротора; A – лінійне електричне навантаження ротора; j – густина струму; R_{cp} – середній радіус активної части-

ни ротора; R – активний опір; ρ – питомий опір міді; l – активна довжина провідника.

Враховуючи що [7]:

$$A = \frac{IW}{2\pi R_{cp}} = h_{cui} k_3 j, \quad (2)$$

де h_{cui} – товщина струмового шару обмотки ротора; k_3 – коефіцієнт заповнення електропровідним матеріалом, вираз (1) приведемо до вигляду:

$$Q = \rho j^2 h_{cui} k_3. \quad (3)$$

Встановлене перебільшення θ_{ec} температури обмотки ротора пов'язано з тепловим потоком

$$\theta_{ec} = \frac{Q}{k_\theta}, \quad \text{де } k_\theta \text{ – коефіцієнт тепловіддачі в на-}$$

вколишнє середовище.

Вираз для перебільшення щільності струму в струмовому шарі ротора в тривалому режимі буде мати вигляд:

$$j_{mp} \leq \sqrt{k_\theta \theta_{ec} j k_3 \rho h_{cui}}. \quad (4)$$

Вираз для обертаючого момента будь-якої ЕМ дискового типу має вигляд [7]:

$$M = F \cdot R_{cp} = I B_\delta l_a W R_{cp} = j h_{cui} k_3 2\pi B_\delta l_a R_{cp}^2. \quad (5)$$

де F – сумарна сила, що діє на всі провідники струмового шару обмотки ротора; B_δ – індукція в немагнітному проміжку.

У зв'язку з тим, що принциповою особливістю дискового МД є те, що в обертаючому русі беруть участь усі провідники ротора, який складається з двох струмових шарів, розташованих на тонкій ізолюючій прокладці, тоді добротність дискової ЕМ дорівнює [8]:

$$\varepsilon = \frac{M}{J_p} = \frac{M}{J_g + J_{cui}}, \quad (6)$$

де J_p – момент інерції ротора, який складається з моментів інерції вала J_g та струмового шару J_{cui} .

Момент інерції вала розраховується за формулою [7]:

$$J_g = \rho_{Fe,kc} R_g^4 l_g,$$

де $\rho_{Fe,kc} = 7,8 \cdot 10^3 \text{ кг/м}^3$ – густина конструкційної сталі; R_g – радіус вала ротора; l_g – довжина вала.

Момент інерції струмового шару визначається у вигляді [7]:

$$J_{cui} = m_{cui} \cdot R_{cp}^2 = \rho_{Cu} l_a h_{cui} R_{cp}^3, \quad (7)$$

де $\rho_{Cu} = 8,9 \cdot 10^3 \text{ кг/м}^3$ – густина міді струмового шару.

Тоді добротність згідно з (6) буде дорівнювати:

$$\varepsilon = \frac{j h_{cu} k_3 2\pi B_\delta l_a R_{cp}^2}{\rho_{Fe,kc} R_\theta^4 l_\theta + \rho_{Cu} l_a h_{cu} R_{cp}^3}. \quad (8)$$

Оцінювання електромеханічної сталої часу МД.

Електромеханічна стала МД визначається відомим виразом:

$$T_M = \frac{J R_p}{c^2}, \quad (9)$$

де R_p – опір струмового шару ротора; J – момент обертаючих частин ротора; C – конструктивна стала ЕМ, яку можна представити як [8]:

$$c = \frac{E}{\omega} = \frac{M}{I} = B_\delta l_a R_{cp} \alpha_p W, \quad (10)$$

де α_p – коефіцієнт полюсного перекриття.

Тоді електромеханічна стала дорівнює:

$$T_M = \frac{(\rho_{Fe} R_\theta^4 l_\theta + \rho_{Cu} l_a h_{cu} R_{cp}^3)}{B_\delta^2 l_a^2 R_{cp}^2 \alpha_p^2 W^2}. \quad (11)$$

Розрахунок показав, що $T_M = 0,2$ мс.

Оцінювання електромагнітної сталої часу МД.

Одним з важливих параметрів, що визначають динамічні характеристики ЕП, є електромагнітна стала часу [8]:

$$T_{el} = \frac{L}{R} = \frac{L I^2}{R I^2} = \frac{2W_M}{P}, \quad (12)$$

де I – струм ротора; W_M – енергія магнітного поля реакції якоря; P – потужність втрат в обмотці якоря.

Якщо магнітна система (МС) поділена на декілька однорідних k – ділянок (рис. 3), то подвійна магнітна енергія може бути розрахована за формулою [9]:

$$2W_M = \sum_k \mu_a \int_{V_k} H_\delta^2 dV_k, \quad (13)$$

де μ_a – абсолютна магнітна проникність середовища; V_k – об'єм; H_δ – напруженість магнітного поля в робочому проміжку.

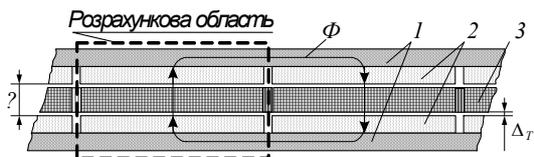


Рис. 4. Фрагмент МС двигуна

Подвійну енергію для розрахункової ділянки можна виразити як:

$$2W_M = \mu_a H_\delta^2 \delta \frac{\pi R_{cp}}{p} l_a, \quad (14)$$

де $H_\delta = \frac{IW}{\delta}$.

Підставляючи (14) в (12), отримаємо:

$$T_{el} = \frac{\mu_a W^2 \delta \pi R_{cp} l_a}{4 p \delta^2 R}. \quad (15)$$

Наприкінці наведемо чисельну оцінку добротності ЕМ в довготривалому режимі при таких параметрах:

$$j_{mp} = 15 \cdot 10^6 \frac{A}{m}; h_{cu} = 5 \cdot 10^{-3} m; l_\theta = 5 \cdot 10^{-2} m;$$

$$k_3 = 0,5; l_a = 3,5 \cdot 10^{-2} m; R_{cp} = 4,5 \cdot 10^{-2} m;$$

$$R_\theta = 3 \cdot 10^{-3} m.$$

Для розрахунку індукції B_δ застосуємо закон повного струму для магнітного кола (рис. 4) і, враховуючи напрямки векторів магнітного поля, рівняння магнітного кола запишемо у вигляді:

$$2H_\delta \cdot \delta - 4H_M \cdot h_M = 0. \quad (16)$$

Враховуючи відомі рівняння кривої розмагнічування ПМ, зв'язку між B_δ і H_δ в повітрі [7] та приблизну рівність потоків ($\Phi_\delta \approx \Phi_M$):

– визначаємо індукцію B_δ у вигляді:

$$\left. \begin{aligned} B_M &= B_R - \mu_0 \mu_M H_M \\ B_\delta &= \mu_0 \mu_\delta H_\delta \\ B_\delta \cdot S_\delta &= B_M \cdot S_M \end{aligned} \right\}, \quad (17)$$

$$B_\delta = \frac{B_R}{1 + \frac{\mu_M \delta}{2\mu_\delta h_M}}, \quad (18)$$

де B_R – залишкова індукція, B_M – магнітна індукція ПМ.

Розрахуємо за отриманою формулою (18) індукцію B_δ в залежності від величини робочого проміжку δ в даному випадку при $\delta = 6 \cdot 10^{-3} m$, $B_\delta = 0,56 Tл$. Отримане значення індукції B_δ в залежності від величини робочого проміжку δ (для МС с двобічним збудженням) за формулою (17) незначно відрізняється від зна-

чення магнітної індукції B_{δ} , отриманої експериментально [10]. Відносна похибка складає $6 \div 10$ %.

За отриманими формулами (8), (11) та (15) для даної конструктивної схеми розрахунок показав:

– добротність складала $\varepsilon = 16,02 \cdot 10^4 \frac{1}{c^2}$;

– електромеханічна стала $T_M = 0,2 \cdot 10^{-3} c$;

– електромагнітна стала $T_{el} = 0,8 \cdot 10^{-4} c$, що добре узгоджується з даними, отриманими експериментально

(а саме: $\varepsilon = 10^4 \div 10^5 \frac{1}{c^2}$; $T_M = (0,1 \div 0,5) \cdot 10^{-3} c$;

$T_{el} = (0,5 \div 1) \cdot 10^{-4} c$ згідно з [6]).

Висновок

Отримані в статті формули для розрахунку добротності, електромеханічної та електромагнітних сталих часу дають можливість здійснювати оцінювання основних динамічних показників малопотужних МД на першій стадії проектної моделі двигуна, що є особливо важливим в інженерній практиці при проектуванні ЕМ.

Перелік посилань

1. Zhang Z., Profumo F., Tenconi A. Axial-flux versus radial-flux permanent-magnet // Electromotion. – 1996. – № 3. – P. 134–140.

2. Адволоткин Н. П., Вдовиков А. Г., Выплавин Ю. И. и др. Унифицированная серия вентиляльных двигателей с постоянными магнитами ДВУ для станкостроения и робототехники // Электротехника. – 1988. – № 2. – С. 37–40.

3. Овчинников И. Е., Лебедев Н. И. Бесконтактные двигатели постоянного тока. – Л.: Наука. Ленингр. отделение, 1979.

4. Управляемые бесконтактные двигатели постоянного тока / Н. П. Адволоткин, В. Т. Гращенков, Н. И. Лебедев и др. Л.: Энергоатомиздат, 1984.

5. Афонин А. А., Белый П. Н., Фурсенко С. Л. Исследование влияния реакции якоря в линейных магнитоэлектрических двигателях с управляемым токовым слоем // Техническая электродинамика. – 1993. – № 1. – С. 39–41.

6. Васильев Ю. К., Карпенко Б. К., Кравцов О. К., Мурашко В. А., Иванова И. Г. Двигатели постоянного тока с печатной обмоткой якоря // Электропромышленность и приборостроение. – 1964. – № 1.

7. Постников И. М. Проектирование электрических машин. – К.: Гостехиздат, 1960. – 910 с.

8. Чиликин М. Г., Сандлер А. С. Общий курс электропривода. – М.: Энергоиздат, 1981. – 576 с.

9. Столов Л. И., Афанасьев А. Ю. Моментные двигатели постоянного тока. – М.: Энергоиздат, 1989.

10. Афонин А. А., Белый П. Н., Фурсенко С. Л. Магнитное поле в системах с высококоэрцитивными постоянными магнитами // Техническая электродинамика. – 1992. – № 4. – С. 48–53.

Поступила в редакцию 12.05.08 г.

В статье рассмотрены основные динамические показатели маломощных магнитоэлектрических двигателей дискового типа. Получены расчётные формулы для оценки добротности, электромеханической и электромагнитной постоянных времени на начальной стадии проектирования двигателей.

In clause the basic dynamic parameters low-power magnetoelectric of engines of a disk type are considered. The settlement formulas for an estimation of good quality, electromechanical and electromagnetic constant time at an initial stage of designing of engines are received.

УДК 621.313

И. А. Орловский, А. А. Синявский

Расчет моделей тиристорного электропривода постоянного тока на полиномиальных рекуррентных нейронных сетях

Разработаны методики расчета моделей нелинейных объектов на полиномиальных рекуррентных нейронных сетях по известной математической модели и по экспериментальным данным работы объекта. По этой методике составлена программа и выполнен расчет моделей для тиристорного электропривода постоянного тока с двигателем последовательного возбуждения.

Введение

Качественное управление электромеханическими объектами (которые, как правило, являются нелинейными и имеют изменяющиеся в процессе работы параметры) является сложной и актуальной задачей. Исследование и первоначальную отладку новых систем управления (СУ), а также корректировку настройки СУ в процессе работы электромеханических объектов (для обеспечения заданного качества управления) целесо-

образно осуществлять на основе рекуррентных нейронных сетей (РНН). В работе рассмотрены методики расчета моделей нелинейных объектов на полиномиальных рекуррентных нейронных сетях по известной математической модели и по экспериментальным данным работы объекта. По этой методике составлена программа и выполнен расчет моделей для тиристорного электропривода постоянного тока с двигателем последовательного возбуждения.

© И. А. Орловский, А. А. Синявский 2008 г.

образно выполнять на имитационной математической модели, описывающей с достаточной точностью реальный объект в текущий промежуток времени [1].

Для реализации моделей объектов в последнее время широко используются искусственные нейронные сети (НС), способные обучаться и обладающие возможностями универсальных аппроксиматоров [2, 3]. Универсальность большинства НС достигается за счет использования нелинейных активационных функций нейронов, многослойности сети и большого числа соединений. Необходимая нелинейность также может быть достигнута за счет расширения входного пространства в функционально связанных НС прямого распространения с линейными функциями активации [2].

Получение модели объекта, а также поиск или корректировку параметров СУ этим объектом необходимо выполнять за минимальное время (желательно – в режиме реального времени «on-line»). Снижение времени поиска структуры модели и внутренних ее параметров можно достигнуть максимально используя уже известную информацию о математической модели объекта. В этом случае перспективно создавать модель на НС со структурой, подобной структуре объекта, что позволяет эмулировать в модели физические процессы, происходящие в объекте. При «прозрачности» модели имеется возможность по весовым коэффициентам НС идентифицировать значения внутренних параметров объекта [4] (что позволяет корректировать параметры СУ), осуществлять анализ работы объекта и его диагностику.

Определение структуры и весовых коэффициентов НС, представляющей модель объекта, можно выполнять следующим образом:

1) если полностью известны структура и внутренние параметры объекта (известна его математическая модель), то НС можно рассчитать прямо по известным данным, (например как в [4, 5]);

2) если известна структура объекта, а внутренние параметры неизвестны, тогда структура НС определяется, исходя из структуры объекта, а весовые коэффициенты находятся по экспериментальным данным работы объекта; в этом случае возможны два варианта:

а) нахождение весовых коэффициентов НС, используя алгоритмы обучения (градиентные или генетические) [2, 3, 6, 7];

б) расчет весовых коэффициентов НС по экспериментальным данным (например, расчет степенных НС [8]);

3) если неизвестны ни структура, ни внутренние параметры объекта, тогда задается НС с заведомо избыточным числом нейронов и связей; поиск минимальной структуры сети и обучение ее весовых коэффициентов выполняется по экспериментальным данным градиентными или генетическими алгоритмами (например, как в [9]).

Из приведенных способов определения весовых коэффициентов НС наиболее быстродействующим является первый – расчет заранее сети по известной математической модели объекта. В этом случае модель реализуется по известным математическим зависимостям и нет необходимости в использовании НС.

Однако, точная математическая модель объекта далеко не всегда известна; кроме того, при изменении параметров объекта во время работы (без применения специальных систем идентификации параметров) точность модели снижается.

Следующим по быстродействию является способ 2, б расчета при известной структуре сети ее весовых коэффициентов из экспериментальных данных. Развитию этого способа посвящена данная работа. Наряду с относительно высоким его быстродействием (обусловленным отсутствием итерационных алгоритмов обучения), полученные модели с высокой точностью описывают нелинейный объект для диапазонов экспериментальных данных, используемых для расчета. Для режимов, когда данные выходят из этих диапазонов, ошибка модели значительно возрастает. Результаты, полученные этим способом, могут быть использованы для механизмов, работающих циклически. Расчет модели выполняется по экспериментальным данным, полученным для всего предшествующего цикла работы механизма. Так как диапазон изменения параметров от цикла к циклу изменяется незначительно, то возможно получить высокую точность модели для последующего цикла работы. По этой модели происходит поиск параметров регуляторов, обеспечивающих при отработке технологического цикла выполнение требуемых критериев настройки (например, минимум потребления энергии, максимальное быстродействие, перерегулирование в заданных пределах, обеспечение допустимой статической ошибки и др.) Для механизмов, не имеющих повторяющихся одинаковых технологических циклов, рассчитанные значения весовых коэффициентов могут быть использованы в дальнейшем при обучении НС, в качестве начальных значений ее весовых коэффициентов (способ 2, а).

В работе [8] предложены степенные рекуррентные НС, позволяющие эмулировать нелинейный объект, характеризующийся нелинейностью параметров только от одного элемента вектора состояния либо вектора входного сигнала. В данной работе разработана методика расчета этих сетей по экспериментальным данным. Результаты проверки моделей, рассчитанных на степенных рекуррентных НС для идеализированных электротехнических объектов, показали их высокую точность. Однако, в реальных электромеханических объектах достаточно часто наблюдается нелинейная связь параметров от различных элементов векторов состояния объекта и входных сигналов. В этом случае модели, выполненные на степенных рекуррентных НС, не способны с необходимой точностью описывать объект, в чем убедились авторы настоящей статьи методом имитационного моделирования.

Представление объекта с нелинейностями от любого числа переменных может быть достигнуто на предлагаемых полиномиальных рекуррентных нейронных сетях (ПРНС). Одним из недостатков сетей с полиномиальным разложением является резкое возрастание числа весовых коэффициентов сети при увеличении степеней полиномов. В работах [10, 11] при построении моделей нелинейных функций или

процессов в виде полиномиального представления Ивахненко А. Г. показана возможность резкого сокращения объема вычислений, достигаемая при отбрасывании части членов полиномов («уравнений регрессии») или при использовании метода группового учета аргумента. Однако, методика расчета таких рекуррентных сетей по экспериментальным данным до настоящего времени не разработана.

Анализ перечисленных выше литературных источников свидетельствует о том, что задача нахождения моделей нелинейных объектов на НС является актуальной, и поэтому в настоящее время ей уделяется большое внимание в научно-технической литературе. При обучении моделей нелинейных объектов на рекуррентных НС с нелинейными функциями активации возникают сложности, связанные с выбором начальных значений весовых коэффициентов и отсутствием «прозрачности» этих НС (поскольку невозможно связать значения сигналов в сети с процессами в реальном объекте, а, следовательно, выполнить последующую идентификацию внутренних параметров объекта) [6, 7]. Возможности полиномиального разложения нелинейных функций рассмотрены только для сетей прямого распространения [2, 10]; востребовано развитие этих идей для сетей с обратными связями. Решение данной задачи степенными рекуррентными НС [7] показало возможность получения высокой точности модели нелинейных объектов, однако – только для ограниченных видов нелинейностей. Результаты, полученные в работах [10, 11], показали необходимость исследования полиномиальных моделей нелинейных объектов с различными степенями полиномов и уменьшенным числом членов полиномов.

Целью статьи является, во-первых, разработка по математической модели объекта и по экспериментальным данным методик расчета весовых коэффициентов ПРНС, позволяющей с высокой точностью отображать модель нелинейного объекта, имеющего нелинейности параметров от любого числа элементов векторов состояния и входных сигналов. Во-вторых, разработка программы расчета ПРНС и проверка предложенной методики и аналитических результатов методом математического моделирования на примере расчета модели тиристорного электропривода постоянного тока с двигателем последовательного возбуждения (ТЭП с ДПТПВ).

Аналитические зависимости для расчета по экспериментальным данным моделей нелинейных объектов на ПРНС

Для вывода общих выражений для расчета весовых коэффициентов ПРНС воспользуемся последовательностью рассуждений, используемых при расчете весовых коэффициентов степенных рекуррентных НС в работе [8]. Пусть объект в пространстве состояний описывается в виде нелинейной системы уравнений

$$\dot{x} = Ax + Bu, \quad (1)$$

где x – вектор состояния объекта, $x = [x_1, x_2, \dots, x_q]^T$;

u – вектор входных сигналов, $u = [u_1, u_2, \dots, u_m]^T$; A и B – нелинейные матрицы, размером $q \times q$ и $q \times m$ соответственно. Будем считать, что измеряется весь вектор состояния (тогда выход объекта равен вектору состояния).

В общем случае (теоретически) для нелинейного объекта элементы матриц A и B могут быть нелинейными от всех элементов вектора состояния объекта, а также от всех входных (управляющих и возмущающих) воздействий. Каждый нелинейный элемент матриц A и B может быть представлен с любой точностью полиномом необходимой степени, составленным из соответствующих переменных. В модели нелинейного объекта необходимо определить все коэффициенты полиномов для каждого нелинейного элемента матриц A и B . Расчет коэффициентов полиномов удобно выполнять, представляя модель объекта в виде ПРНС.

Для получения общих выражений для расчета коэффициентов полиномов по экспериментальным данным выполним ряд преобразований. Запишем уравнение объекта (1) в виде:

$$\dot{x} = CY, \quad (2)$$

где $Y = [x_1, x_2, \dots, x_q, u_1, u_2, \dots, u_m]^T$ – вектор размера $1 \times K$ (где $K = q + m$), объединяющий векторы состояния объекта и входных сигналов; C – нелинейная матрица, размером $q \times K$, полученная объединением матриц A и B с добавлением (конкатенацией) [15] справа к строкам матрицы A соответствующих строк матрицы B :

$$C = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1q} & b_{11} & b_{12} & \dots & b_{1m} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2q} & b_{21} & b_{22} & \dots & b_{2m} \\ \dots & \dots \\ a_{q1} & a_{q2} & \dots & a_{qq} & b_{q1} & b_{q2} & \dots & b_{qm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & \dots & c_{1K} \\ c_{21} & c_{22} & \dots & c_{2K} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ c_{q1} & c_{q2} & \dots & c_{qK} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где a_{ij} , b_{ig} , c_{iv} ($i = 1, \dots, q$, $j = 1, \dots, q$, $g = 1, \dots, m$, $v = 1, \dots, K$) – элементы соответственно матриц A , B и C .

Для удобства описания переобозначим элементы вектора Y через y_i (где $i = 1, \dots, K$):

$$Y = [y_1, y_2, \dots, y_K]^T. \quad (4)$$

Модель объекта на ПРНС (рис. 1) строится по раз-

ностным уравнениям этого объекта. При записи уравнения (2) в разностном виде для n -го такта счета вектор Y имеет вид:

$$Y_n = [y_{1n}, y_{2n}, \dots, y_{Kn}]^T \quad (5)$$

где $y_{in} = \begin{cases} x_{in-1}, & \text{для } i=1, 2, \dots, q; \\ u_{jn} (j=i-q), & \text{для } i=q+1, q+2, \dots, K. \end{cases}$

Для расчета ПРНС необходимо найти коэффициенты полиномов заданной степени для всех элементов матрицы C . В принятых обозначениях элементы c_{ij} ($i=1, \dots, q, j=1, \dots, K$) могут быть функциями в общем случае от всех элементов y_j ($j=1, \dots, K$) вектора Y .

Значения реальных физических сигналов объекта измеряются в различных единицах измерения и могут выражаться числами, отличающимися между собой на порядки и десятки порядков. При этом возникает явление, когда с ростом степеней полиномов (из-за ограничения представления чисел в вычислительной технике) точность описания нелинейностей резко снижается. В этом случае для обеспечения высокой точности модели, созданной на ПРНС, необходимо выполнять нормализацию сигналов, формирующих полиномы. С учетом сказанного необходимо объединяющий вектор Y представить в нормализованном виде:

$$\bar{Y} = [\bar{y}_1, \bar{y}_2, \dots, \bar{y}_K]^T, \quad (6)$$

где $\bar{y}_i = y_i / y_{i \max}$ ($i=1, \dots, K$) – нормализованное значение i -ой переменной вектора Y ; $y_{i \max}$ – максимальное по модулю значение переменной y_i для рассматриваемого режима работы объекта.

В разностном виде уравнение (2) при такте счета T и вычислении производной из выражения $\dot{x} = (x_n - x_{n-1})/T$ имеет вид:

$$x_n = x_{n-1} + TCY_n. \quad (7)$$

При расчете ПРНС по известной математической модели объекта, элементы матрицы C (в общем случае нелинейные) представляются полиномами, по коэффициентам которых определяются весовые коэффициенты ПРНС. Исходя из этого, матрица весовых коэффициентов ПРНС описывается выражением:

$$W = Pol_r(TC) =$$

$$= \begin{bmatrix} Pol_r(Tc_{11}) & Pol_r(Tc_{12}) & \dots & Pol_r(Tc_{1K}) \\ Pol_r(Tc_{21}) & Pol_r(Tc_{22}) & \dots & Pol_r(Tc_{2K}) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Pol_r(Tc_{q1}) & Pol_r(Tc_{q2}) & \dots & Pol_r(Tc_{qK}) \end{bmatrix} =$$

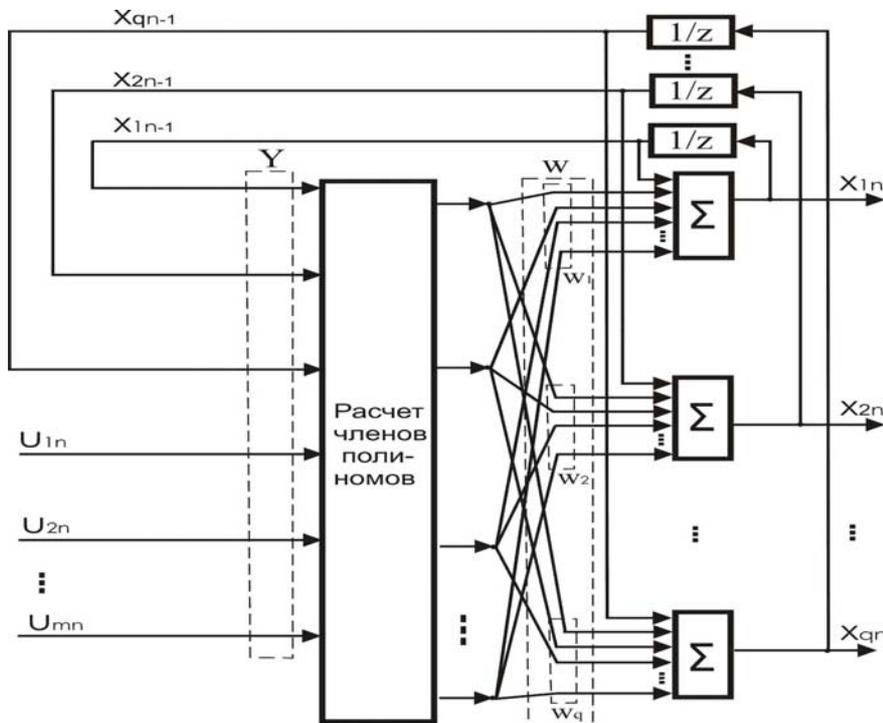


Рис. 1. Общая структура ПРНС для представления модели нелинейного объекта

$$= \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} & \dots & w_{1K} \\ w_{21} & w_{22} & \dots & w_{2K} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ w_{q1} & w_{q2} & \dots & w_{qK} \end{bmatrix}. \quad (8)$$

где $Pol_r(\cdot)$ – функция, определяющая вектор коэффициентов полинома степени r для выражения, находящегося в скобках; $w_{ij} = Pol_r(Tc_{ij})$ – элементы матрицы весовых коэффициентов W .

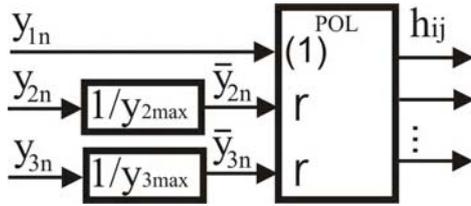


Рис. 2. Полиномиальный блок POL, формирующий для элемента c_{ij} произведение ненормализованного сигнала y_{1n} на полиномиальные члены степени r от нормализованных сигналов \bar{y}_{2n} и \bar{y}_{3n}

Для удобства описания ПРНС и выполнения дальнейших расчетов воспользуемся полиномиальными блоками POL (рис. 2). Эти блоки формируют произведение (с единичными коэффициентами) полиномиальных членов степени « r » от нормализованных сигналов \bar{y}_j вектора \bar{y} на соответствующий ненормализованный сигнал. Внутри блока возле каждого входного сигнала устанавливается число без скобок (например, возле входов \bar{y}_{2n} и \bar{y}_{3n} записано « r »), обозначающее, что выходные сигналы блока содержат полиномиальные члены со всеми степенями от 0 до r переменных \bar{y}_{2n} и \bar{y}_{3n} . Сигналы, поступающие на эти входы, нормализуются с помощью блоков нормализации с коэффициентами передачи $1/y_{i\max}$. Если число возле входного сигнала находится в скобках (например, запись «(1)» возле входа y_{1n}), тогда все полиномиальные члены умножаются на эту переменную y_{1n} только в той степени, которая указана в скобках. При этом сигналы, поступающие на входы, обозначенные числами в скобках, не нормализуются. Выходы блоков POL обозначим векторами h_{ij} с такими же индексами, как у элементов векторов весовых коэффициентов w_{ij} и элементов c_{ij} матрицы C . В общем случае при нелинейной зависимости элементов c_{ij} от всех K элементов вектора \bar{y} и степени полинома r , вектор h_{ij} определяется следующим образом:

$$h_{ijn} = [\bar{y}_{1n}^0 \bar{y}_{2n}^0 \dots \bar{y}_{K-1n}^0 \bar{y}_{Kn}^0 y_{jn}, \dots, \bar{y}_{1n}^0 \bar{y}_{2n}^0, \dots, \bar{y}_{K-1n}^0 \bar{y}_{Kn}^0 y_{jn}, \bar{y}_{1n}^r \bar{y}_{2n}^0, \dots, \bar{y}_{K-1n}^1 \bar{y}_{Kn}^0 y_{jn}, \dots, \bar{y}_{1n}^r \bar{y}_{2n}^0 y_{jn}, \dots, \bar{y}_{1n}^r \bar{y}_{2n}^r, \dots, \bar{y}_{K-1n}^r \bar{y}_{Kn}^0 y_{jn}]^T. \quad (9)$$

Размерность вектора h_{ij} равна $((r+1)^K \times 1)$. Соответственно размерность вектора w_{ij} , на который умножается вектор h_{ij} , равна $(1 \times (r+1)^K)$. С учетом приведенных выше обозначений систему уравнений (7) можно представить в следующем виде:

$$x_{in} = x_{in-1} + w_{i1}h_{i1n} + w_{i2}h_{i2n} + \dots + w_{iK}h_{iKn}, \quad (10)$$

$$i = 1, \dots, q$$

или в более компактном виде следующим образом:

$$w_i h_{in} = \Delta x_{in}, \quad i = 1, \dots, q, \quad (11)$$

где $\Delta x_{in} = x_{in} - x_{in-1}$; h_{in} – векторы-столбцы, полученные добавлением (конкатенацией) соответственно к векторам h_{i1n} снизу последовательно элементов векторов-столбцов h_{i2n}, \dots, h_{iKn} ; w_i – векторы-строки, полученные добавлением соответственно к векторам-строкам w_{i1} справа последовательно элементов векторов-строк w_{i2}, \dots, w_{iK} .

Определим число неизвестных коэффициентов полиномиальных зависимостей для общего случая, когда все элементы матрицы C зависят от всех элементов вектора Y . Число коэффициентов полинома степени r для K сигналов равно:

$$N_{C_{ij}} = (r+1)^K. \quad (12)$$

Число неизвестных коэффициентов полиномов всех элементов матрицы C определяется из выражения:

$$N_C = q \cdot (q+m) \cdot (r+1)^K. \quad (13)$$

В каждом такте счета, согласно системе уравнений (11), можно составить q уравнений. Тогда минимальное число тактов счета для определения всех неизвестных весовых коэффициентов ПРНС определяется следующим образом:

$$N_T = (q+m) \cdot (r+1)^K + 1. \quad (14)$$

Для расчета неизвестных коэффициентов ПРНС по экспериментальным данным необходимо иметь количество уравнений, равное или большее числу неизвестных. Для этого выполним измерение входных сигналов и вектора состояния объекта в последовательных ($M \geq N_T$) тактах счета. Тогда каждое из уравнений системы (11) дает M уравнений:

$$w_i^* h_i^* = \Delta x_{in}^*, \quad (15)$$

где $w_i^* = [w_i, \dots, w_i]^T$ – вектор с одинаковыми элементами размера $(M \times 1)$; $h_i^* = [h_{in}, \dots, h_{in-M+1}]$, $\Delta x_{in}^* = [\Delta x_{in}, \dots, \Delta x_{in-M+1}]^T$.

Если число уравнений равно числу неизвестных коэффициентов ПРНС ($M = N_T$), тогда матрица искомым весовых коэффициентов определяется через обратную матрицу [12].

В реальных условиях работы электромеханических объектов возможны ситуации, когда изменения вектора состояния объекта за такт счета T не превышает точности измерения датчиков и тогда при количестве N_T измерений отсутствует обратная матрица. В этом случае число измерений необходимо взять больше N_T и определение весовых коэффициентов выполнять посредством расчета минимального среднеквадратичного отклонения для всех уравнений с помощью псевдообратных матриц $(h_i^*)^+$ по выражениям [12]:

$$w_i^* = \Delta x_{in}^* (h_i^*)^+ \quad (16)$$

Обеспечение точной работы модели в первые моменты времени достигается заданием вектора начальных состояний в блоках временных задержек обратных связей ПРНС (рис. 1).

Расчет по математическому описанию моделей ТЭП с ДПТПВ на ПРНС

В качестве примера рассматривалось построение модели тиристорного электропривода постоянного тока с двигателем последовательного возбуждения. Управление приводом, содержащим тиристорный преобразователь и двигатель постоянного тока, осуществляется изменением напряжения управления U_Y на входе преобразователя. На привод действует возмущающее воздействие в виде статического момента сопротивления M_C . Выходными координатами привода являются: напряжение U на зажимах двигателя (поступающее с выхода преобразователя), якорный ток I и угловая частота вращения якоря (скорость) ω двигателя. Динамика привода при непрерывном якорном токе двигателя описывается системой нелинейных уравнений [13]:

$$\left. \begin{aligned} T_\mu \frac{dU}{dt} + U &= k(U_Y) \cdot U_Y, \\ L(I) \frac{dI}{dt} + I \cdot R_d &= U - c\Phi(I) \cdot \omega, \\ J(\omega) \frac{d\omega}{dt} &= c\Phi(I, D) \cdot I - M_C \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

где $k(U_Y)$ – коэффициент усиления тиристорного преобразователя, зависящий (при линейном опорном напряжении системы импульсно-фазового управления (СИФУ)) от напряжения управления; T_μ – усредненное значение постоянной времени тиристорного преобразователя; R_d – эквивалентное активное сопротивление цепи постоянного тока (в рассматриваемом примере принимаем неизменным); $L(I)$ – эквивалентная индуктивность цепи постоянного тока, зависящая от тока якоря двигателя; $c\Phi(I)$ – произведение конструктивной постоянной c двигателя на значение магнитного потока Φ двигателя, зависящего от тока якоря двигателя; $J(\omega)$ – приведенный к валу двигателя момент инерции привода. Указанный момент инерции привода для ряда механизмов (например, центрифуги, барабанные сушилки, сепараторы) зависит от угловой скорости ротора или от угла поворота ротора (роботы, экскаваторы, устройства, имеющие коленчатый вал и другие).

Для данного объекта вектором состояния является:

$$x = [U, I, \omega]^T; \quad \text{вектором входных сигналов:}$$

$$u = [U_Y, M_C]^T. \quad \text{При этом согласно уравнениям (1) и (17)}$$

матрицы нелинейных коэффициентов A и B имеют вид:

$$A = \begin{bmatrix} -T_\mu^{-1} & 0 & 0 \\ L^{-1}(I) & -R_d L^{-1}(I) & -L^{-1}(I)c\Phi(I) \\ 0 & J^{-1}(\omega)c\Phi(I) & 0 \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} T_\mu^{-1}k(U_Y) & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -J^{-1}(\omega) \end{bmatrix}. \quad (18)$$

Весовые коэффициенты ПРНС, исходя из уравнения (8) могут быть вычислены по математической модели ТЭП с ДПТПВ по формуле:

$$W = \begin{bmatrix} POL(-T_\mu^{-1}T) & 0 & 0 & POL(T_\mu^{-1}k(U_Y)T) & 0 \\ POL(L^{-1}(I)T) & POL(-R_d L^{-1}(I)T) & POL(-L^{-1}(I)c\Phi(I)T) & 0 & 0 \\ 0 & POL(J^{-1}(\omega)c\Phi(I)T) & 0 & 0 & POL(-J^{-1}(\omega)T) \end{bmatrix} = \quad (19)$$

$$= \begin{bmatrix} w_{11} & 0 & 0 & w_{14} & 0 \\ w_{21} & w_{22} & w_{23} & 0 & 0 \\ 0 & w_{32} & 0 & 0 & w_{35} \end{bmatrix}.$$

Общая структура ПРНС, соответствующая уравнениям (17)–(19), представлена на рис. 3. Функции активации всех нейронов ПРНС являются линейными и равными единице.

Расчет и исследование моделей на ПРНС выполнялось для ТЭП с ДПТПВ типа МП-62, имеющим следующие параметры: $U_H = 220B$; $I_H = 260A$ (ПВ = 25%); $\omega_H = 53,4c^{-1}$; $c = 78,5$; номинальное значение магнитного потока $\Phi_H = 0,048Bб$; индуктивность якоря $L_{\mathcal{A}} = 0,00475$ Гн; индуктивность потоков рассеяния $L_{\delta} = 0,0037$ Гн; момент инерции ротора двигателя $J_D = 0,56$ кг·м². Характеристика статической кривой намагничивания двигателя $\Phi = f(I)$ взята из книги [14]. Для ТЭП приняты параметры: $T_{\mu} = 0,01$ с;

$R_d = 0,0647$ Ом (при температуре 75°).

В СИФУ тиристорного преобразователя используется опорное напряжение линейной формы, поэтому его коэффициент передачи является нелинейной зависимостью от U_y и определяется из известного соотношения [13]:

$$k(U_y) = \frac{E_{d0}}{U_y} \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{U_y}{U_{on.max}}\right), \quad (20)$$

где E_{d0} – максимальное значение электродвижущей силы на выходе преобразователя, определяемое его

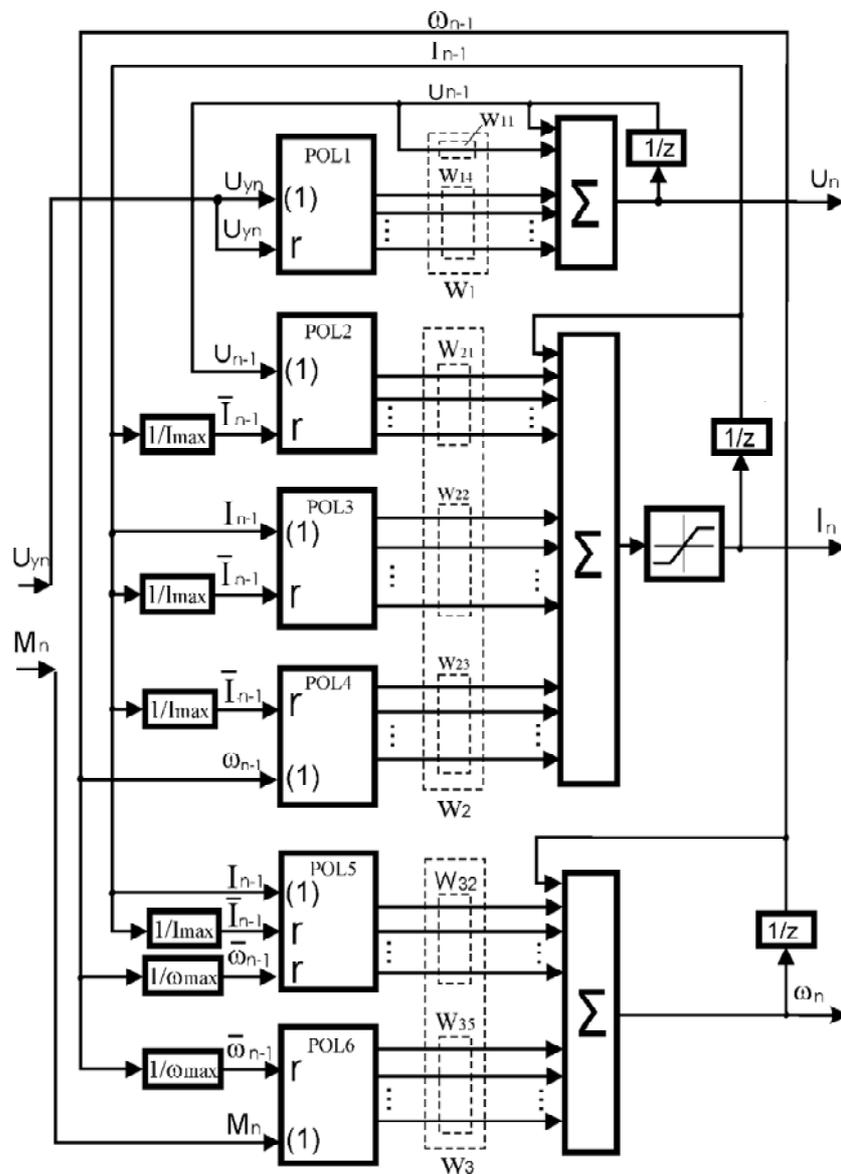


Рис. 3. Структура модели ТЭП с ДПТПВ на ПРНС с использованием полиномиальных блоков

схемой и входным напряжением (при линейном напряжении сети равном 220 В, $E_{d0} = 297$ В); $U_{on,max} = 10$ В максимальное значение пилообразного опорного напряжения. Зависимость приведенного момента инерции к валу двигателя от угловой скорости двигателя $J(\omega)$ зададим в виде следующего аналитического выражения.

$$J = J_D + \frac{0,8}{1 + e^{-0,2|\omega|-5}}, \quad (21)$$

соответствующую центрифугам, сепараторам, барабанам, сушилкам и другим механизмам.

Сигналы на полиномиальных входах нормализовались, для чего устанавливались блоки нормализации с коэффициентами передачи соответственно $1/I_{max}$ или $1/\omega_{max}$, где $I_{max} = 600$ А и $\omega_{max} = 50$ рад/с.

Реализация ПРНС в стандартных средствах математического моделирования не предусмотрена, в связи с чем для этого были разработаны три программы в системе Matlab [15]. Одна программа позволяла выполнять расчет весовых коэффициентов ПРНС с произвольным числом входных сигналов и любой длиной вектора состояния объекта, с произвольного места измеряемой последовательности сигналов объекта и на любом заданном числе тактов счета, с произвольной комбинацией степеней сигналов формирующих полиномы. Вторая программа отображала структуру и внутренние соединения ПРНС в виде блоков в па-

кете Simulink системы Matlab и выполняла моделирование динамики рассчитанных ПРНС. Третья программа рассчитывала коэффициенты ПРНС любой степени по заданной нелинейной математической модели объекта.

В третьей программе входными переменными являлись: степень полинома, коэффициенты нормализации, значения аргументов и функций нелинейных характеристик; выходом являлся вектор весовых коэффициентов ПРНС. Для исследования влияния степени полиномов на точность моделей вычислялись коэффициенты для второй и третьей степеней полиномов. В табл. 1 приведены значения весовых коэффициентов ПРНС при представлении нелинейных характеристик полиномами второй степени (цифры показаны жирным шрифтом).

Согласно зависимости (19) элемент w_{11} является константой, рассчитываемой в виде и равной $w_{11} = -T_{\mu}^{-1}T = -0,05$, где $T = 0,0005$ с. Элементы w_{14} , w_{21} , w_{22} , w_{23} и w_{35} представляют собой векторы, состоящие из коэффициентов полиномов, зависящих от одной переменной. Эти полиномы упрощаются до степенных рядов, каждый из которых и имеет общее число коэффициентов, равное $(2+1)^1 = 3$. Элемент матрицы c_{32} зависит от двух сигналов, поэтому число коэффициентов полинома второго порядка равно $(2+1)^2 = 9$ и, следовательно, содержится такое же количество элементов в векторе w_{32} .

Создание имитационных моделей и результаты их исследования

На основе системы уравнений (1) разработана имитационная модель ТЭП с ДПТПВ в системе Matlab [15], структурная схема которой приведена на рис. 4. Блок Preobrg реализует модель тиристорного преобразователя. Блоки Induct_1 и Magnit_potoc воспроизводят в виде таблиц соответственно нелинейные зависимости обратного значения суммарной индуктивности якорной цепи и магнитного потока двигателя от тока двигателя. Блок Inertia реализует зависимость (21) для приведенного к валу двигателя момента инерции от угловой скорости вала двигателя. На входе преобразователя с помощью блока Zadanie задается изменяющийся сигнал напряжения управления. Блок Moment формирует значения момента сопротивления. Исследовались ПРНС второй и третьей степени, вычисленные по математической модели электропривода и рассчитанные из экспериментальных данных. Блоки PRNN2_mat и PRNN3_mat, рассчитанные по уравнению (19), являются моделями ТЭП с ДПТПВ на ПРНС второй и третьей степеней соответственно. Блок PRNN2_exp, PRNN3_exp и PRNN3c_exp являются соответственно ПРНС второй, третьей степени и третьей степени с ограничением суммарной степени членов полинома до трех, вычисленные по экспериментальным данным.

Внутренняя структура блока PRNN2_exp, выполненная в виде соединений стандартных блоков пакета Simulink, приведена на рис. 5. Блок RNN2_exp (рис. 5, а) реализует полиномиальную НС прямого распростра-

Таблица 1. Значения весовых коэффициентов ПРНС второй степени, полученных по математической модели ЭП и экспериментальным данным для режимов 1 и 2

Обозначение	ПРНС	Режим	Значения весовых коэффициентов		
w_{11}	PRNN2_mat		-0,05		
	PRNN2_exp	1	-0,04972		
	PRNN2_exp	2	-0,0496		
w_{14}	PRNN2_mat		2,3389	-0,00927	-0,00771
	PRNN2_exp	1	2,3215	-0,00191	-0,009
	PRNN2_exp	2	2,3353	-0,0035	-0,0037
w_{21}	PRNN2_mat		0,0142	8,8e-19	0,1028
	PRNN2_exp	1	0,0098	-0,01273	0,287466
	PRNN2_exp	2	0,0073	0,0522	0,035
w_{22}	PRNN2_mat		-0,0009	-5,8e-20	-0,0067
	PRNN2_exp	1	0,001761	-0,03119	0,0864
	PRNN2_exp	2	0,0002	-0,0088	0,0074
w_{23}	PRNN2_mat		1,03e-16	-0,2945	-1e-15
	PRNN2_exp	1	-0,01114	0,056152	-1,3273
	PRNN2_exp	2	-0,011	-0,1627	-0,3026
w_{32}	PRNN2_mat		-2,5e-18	0,0071	2e-17
	PRNN2_exp	1	0,00039	0,0055	0,0871
	PRNN2_exp	2	0,0008	0,0103	-0,008
-	PRNN2_mat		1,17e-18	-0,0034	-9,6e-18
	PRNN2_exp	1	-0,00427	0,04246	-0,30691
	PRNN2_exp	2	-0,001	-0,0224	0,0162
-	PRNN2_mat		-2,3e-19	0,0007	1,9e-18
	PRNN2_exp	1	0,00668	-0,0794	0,32951
	PRNN2_exp	2	-0,001	0,0153	-0,0107
w_{35}	PRNN2_mat		-0,00077	0,00036	-7,1·10⁻⁵
	PRNN2_exp	1	-0,00165	0,002795	-0,0013
	PRNN2_exp	2	-0,001	0,002	-0,0015

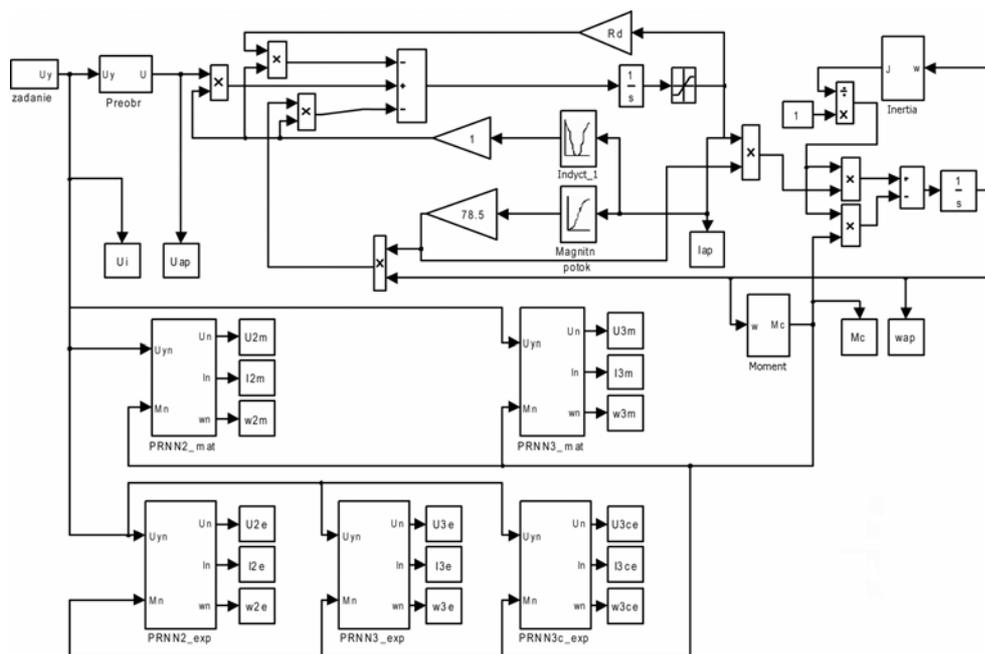


Рис. 4. Общая имитационная модель ТЭП с ДПТПВ и ПРНС

нения с единичными функциями активации. Структура этого блока, генерируемая второй из разработанных программ, приведена на рис. 5, б, где блоки $\text{norm}_v_1 - \text{norm}_v_5$ нормируют входные сигналы заданными коэффициентами нормализации. Блоки $\text{neuron}_1 - \text{neuron}_3$ реализуют работу соответственно первого, второго и третьего нейронов. Устройство блока neuron_1 приведено на рис. 5, в, где блоки $w_1 - w_4$ являются весовыми коэффициентами ПРНС. Выбор входных сигналов для формирования членов полинома осуществляется блоками $\text{Demux_mux1} - \text{Demux_mux4}$. Блоками $\text{const1} - \text{const4}$ задается необходимая степень выбранных сигналов.

Рассчитанные значения весовых коэффициентов ПРНС по экспериментальным данным зависят от режимов работы электропривода и длины последовательности данных, используемых для расчета. Значения весовых коэффициентов, рассчитанных ПРНС второй степени для рассматриваемых режимов работы привода, приведены в табл. 1. Из сравнения результатов в табл. 1 видно, что значения весовых коэффициентов ПРНС второй степени для моделей, рассчитанных по экспериментальным данным для режимов 1 и 2, и найденных из математической модели ЭП, различны. Различия в результатах можно объяснить следующим образом. Во-первых, ПРНС, полученная из математической модели, рассчитана для всего диапазона изменения параметров (координаты привода и входные воздействия), от которых в объекте существуют нелинейные зависимости параметров. Во-вторых, при расчете ПРНС этими методами ставятся разные математические критерии, исходя из которых строятся эти модели. При расчете модели ПРНС по математической модели объекта находятся отдельно весовые коэффициенты для описания нелинейностей отдель-

но каждого элемента матрицы C по критерию минимизации среднеквадратичной ошибки для всего диапазона изменения входных сигналов. При этом выход каждого нейрона формируется с учетом нескольких элементов матрицы C . При расчете модели на ПРНС по экспериментальным данным одновременно находятся все весовые коэффициенты одного нейрона, обеспечивающие минимум среднеквадратичной ошибки его выходного сигнала, для конкретного набора экспериментальных данных.

Выполнялся расчет ПРНС по экспериментальным данным, полученным в течение первых двух секунд работы электропривода. Проверяться точность полученной модели на этих и на других данных в течение следующих трех секунд. Рассматривались два режима работы электропривода. В первом режиме координаты электропривода в первые две секунды изменялись в небольшом диапазоне, а проверка работы модели в последующие три секунды выполнялась на данных, изменяющихся в большем диапазоне. Во втором режиме координаты электропривода, используемые для расчета ПРНС, изменялись в большом диапазоне в первые две секунды, а проверка работы ПРНС выполнялась на данных, изменяющихся в этом же диапазоне.

Напряжение управления соответственно для первого и второго режимов и изменения момента сопротивления для этих режимов показано на рис. 6, а и рис. 7, а. На рис. 6, в и рис. 7, в для режимов 1 и 2 соответственно показаны сигналы отработки тока / двигателя, поступающего в блоки $I_{2m}, I_{3m}, I_{2e}, I_{3e}$ (штриховая линия), I_{3ce} (пунктирная линия) от нейронных сетей $\text{PRNN2_mat}, \text{PRNN3_mat}, \text{PRNN2_exp}, \text{PRNN3_exp}, \text{PRNN3c_exp}$ соответственно, а также – сигнал, поступающий в блок I_{ap} от ТЭП с ДПТПВ. На рис. 6, б и рис. 7, б,

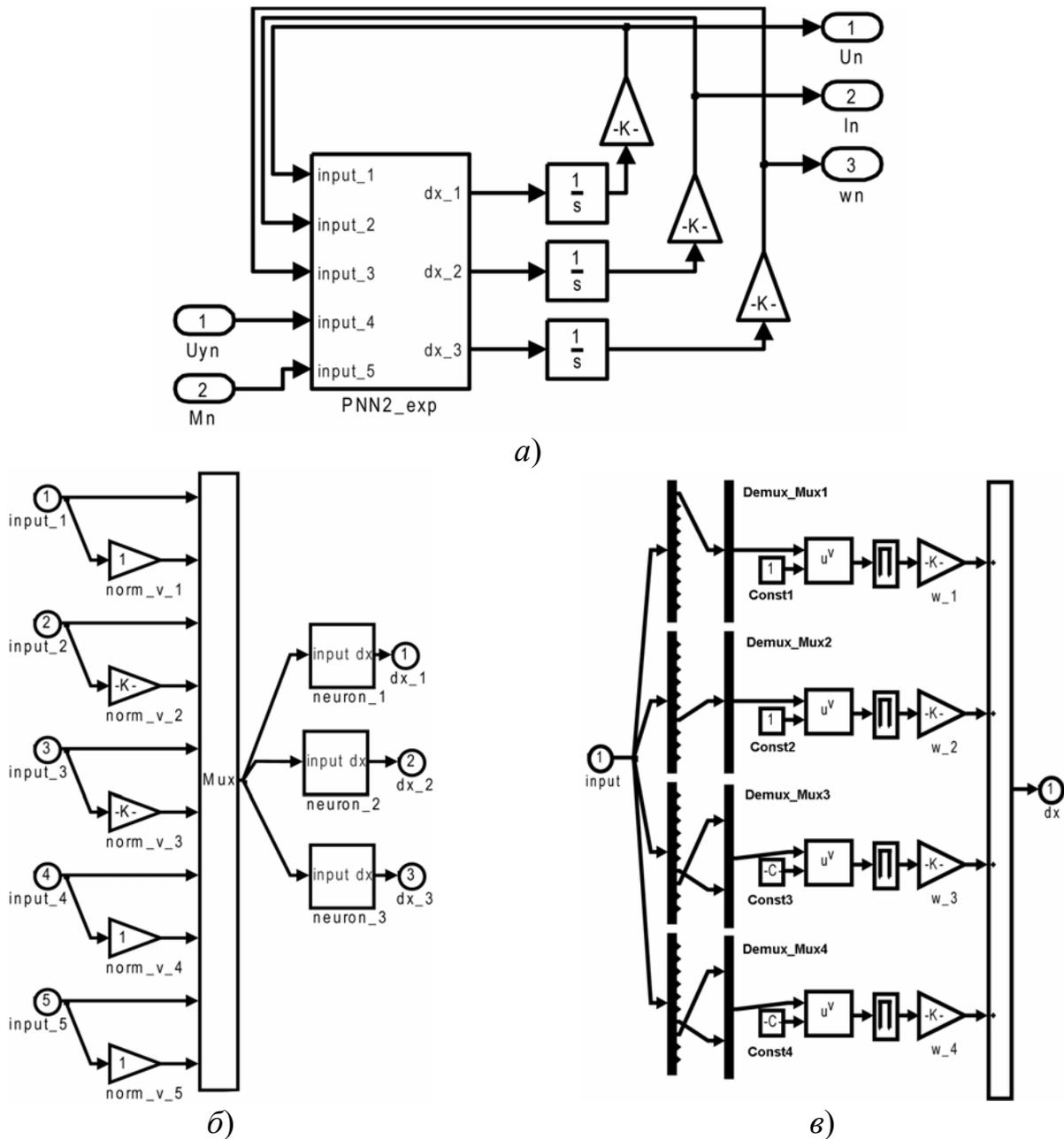


Рис. 5. ПРНС в пакете Simulink системи Matlab

аналогично, показана обробка напруги U на виході преобразователя, а на рис. 6, z і рис. 7, z – швидкості ω двигача. На рис. 6, d і рис. 7, d для режимів 1 і 2 відповідно ілюструються помилки обробки напруги ΔU , току ΔI і швидкості $\Delta \omega$ двигача нейронними мережами PRNN2_mat, PRNN3_mat, PRNN2_exp, PRNN3_exp, PRNN3_exp.

Для порівняння точності розрахованих моделей в табл. 2 приведені значення максимальних помилок для двох інтервалів роботи ТЭП ДПТ ПВ: від нульової до другої секунди і со другої по п'яту секунду. Згідно табл. 2 для режиму 1 помилки моделей, обчислених по експериментальним даним, в інтервалі часу со другої по п'яту секунди при

зміні входних сигналів в області значень, не зустрічаються в розрахунках, як правило, перевищують помилки ПРНС, обчислені по математической моделі. Для режиму 2 максимальні помилки моделей, обчислені по експериментальним даним, в інтервалі часу від 2 до 5 с мають значення, близькі к максимальним помилкам ПРНС, обчисленим по математической моделі об'єкта. Максимальні значення помилок для моделей, розрахованих по експериментальним даним ЭП в розрахованому інтервалі часу від 0 до 2 с, значно менше помилок ПРНС, обчислених з математической моделі ЭП. Порівняння результатів розрахунку ПРНС третього ступеня з обмеженням суммарного ступеня сигналів,

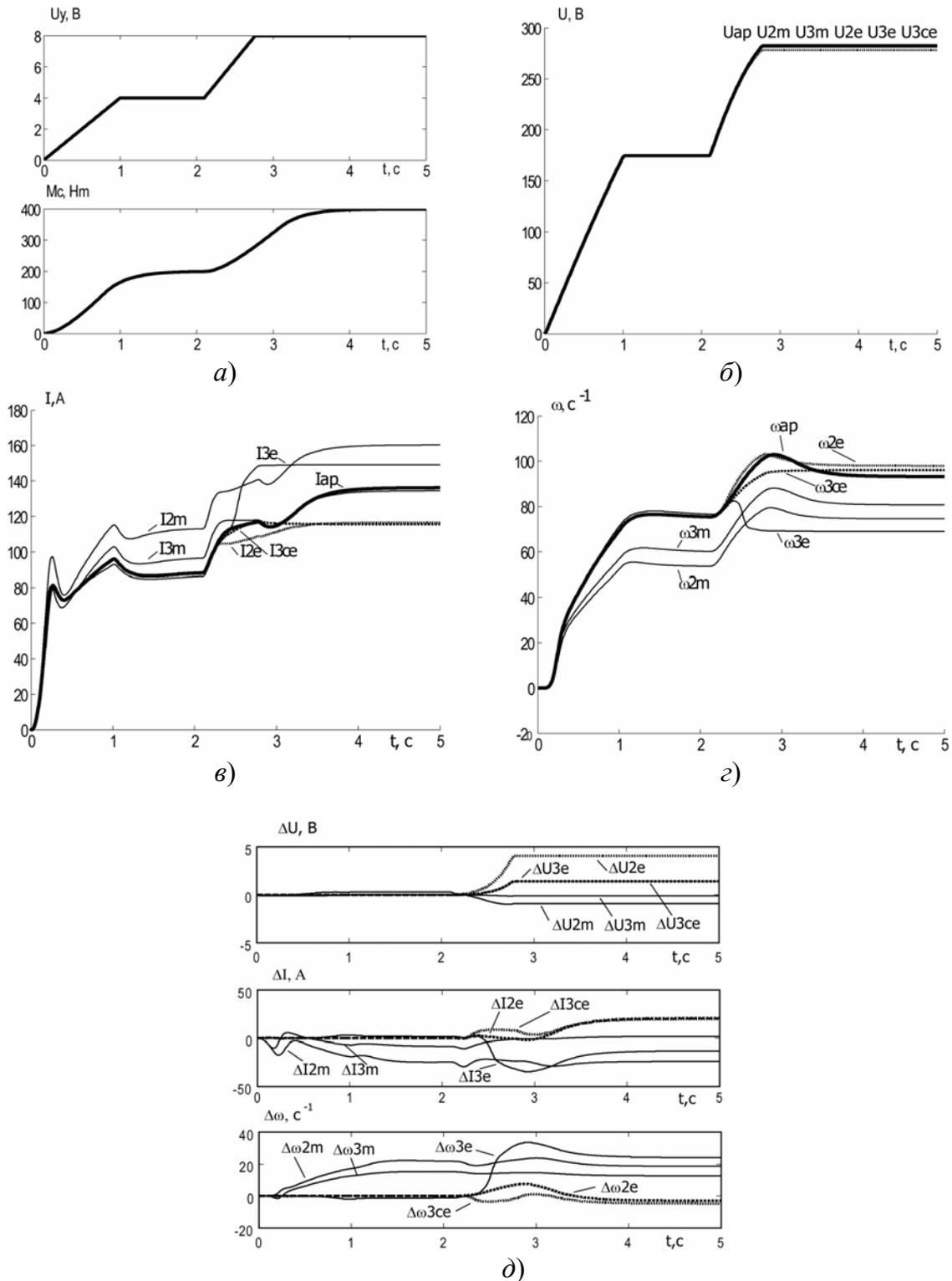


Рис. 6. Результаты расчета и моделирования ТЭП с ДПТПВ и его моделей на ПРНС для режима 1

Выводы

образующих члены полинома (PRNN3ce), с PRNN3e показало, что наряду с уменьшением числа членов полиномов с 37 до 31, такая сеть обладает более высокой точностью на обоих интервалах времени.

1. Предложенные структуры и полученные аналитические зависимости для расчета ПРНС, представляющих модели нелинейных объектов, подтверждены путем создания с помощью их нелинейных моделей ТЭП с ДПТПВ. Результаты моделирования пока-

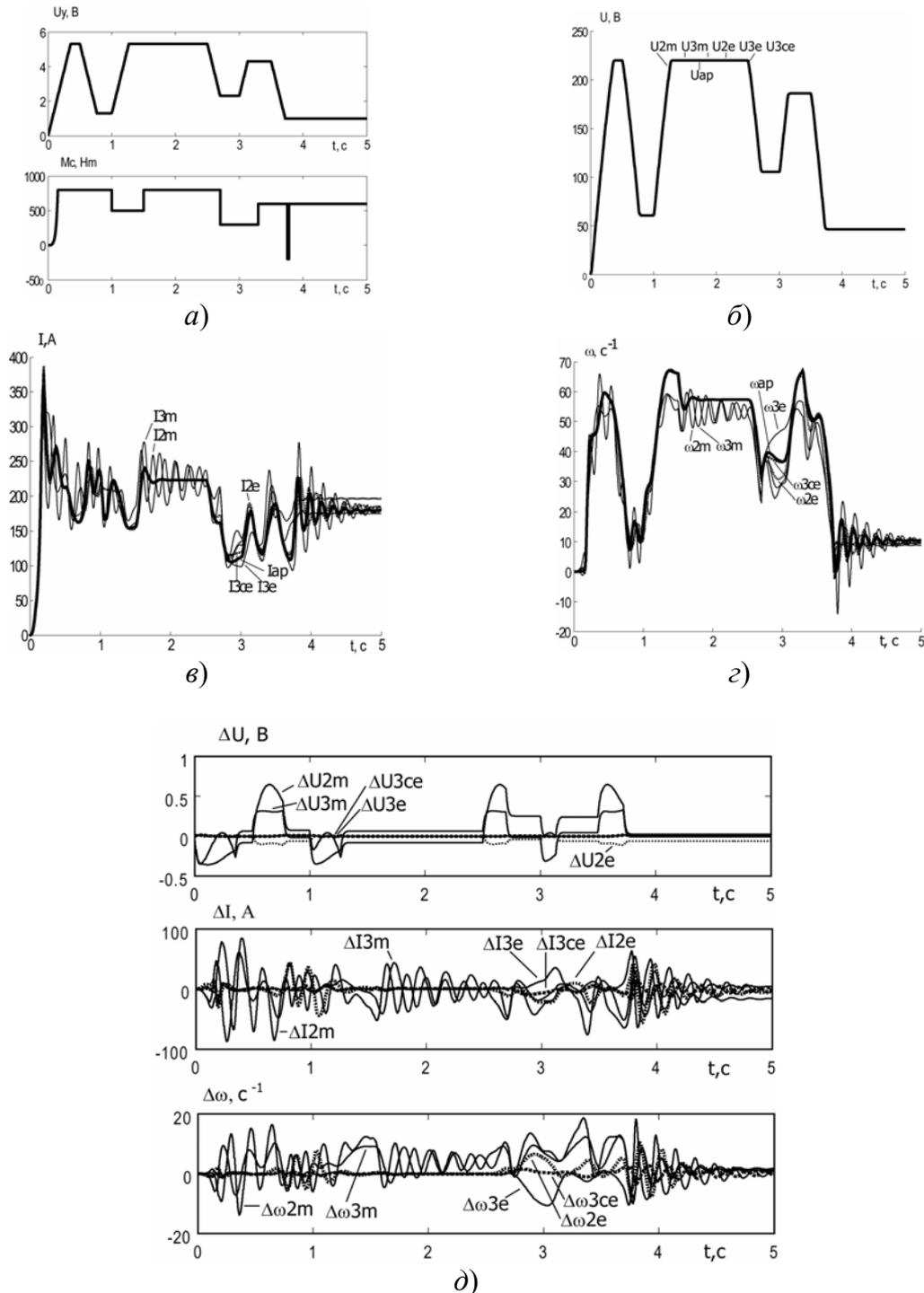


Рис. 7. Результаты расчета и моделирования ТЭП с ДПТПВ и его моделей на ПРНС для режима 2

зали, что для режима 1 максимальные значения ошибок переменных состояния для моделей ТЭП с ДПТПВ на ПРНС третьей степени, вычисленных по математической модели, не превышают 12,5 %. Ошибки в модели ТЭП с ДПТПВ на ПРНС третьей степени, вычисленных по экспериментальным данным, для расчетного интервала времени составляют менее 6,5 % (согласно табл. 2).

2. Как следует из сравнения результатов в режиме 1 и режиме 2 приведенных в табл. 2, точность ра-

боты моделей в интервале времени, не используемом для расчета, зависит от значений измеряемых сигналов в расчетном интервале времени.

3. Сравнение между собой точности моделей PRNN3e с PRNN3ce показало целесообразность использования ПРНС с полиномами, имеющими ограничения суммарной степени входных сигналов (PRNN3ce). Установлено, что с ростом степени ПРНС возрастает точность моделей (согласно табл. 2).

Таблица 2. Значения максимальных ошибок ПРНС

Сте- пень ПРНС	Интер- вал времени	ПРНС	Максимальные ошибки в %					
			Режим 1			Режим 2		
			U	I	ω	U	I	ω
2	0-2с	PRNN2_mat	0,14	18,4	21,2	0,3	23,7	25,4
2	2-5с	PRNN2_mat	0,33	22,1	20,2	0,30	20,1	27,6
2	0-2с	PRNN2_exp	0,0018	0,22	0,14	0,05	12,3	11,9
2	2-5с	PRNN2_exp	1,42	14,3	4,52	0,18	15,6	15,6
3	0-2с	PRNN3_mat	0,035	7,35	12,3	0,15	24,6	14,9
3	2-5с	PRNN3_mat	0,053	1,32	12,3	0,15	15,4	19,4
3	0-2с	PRNN3_exp	0,0011	2,2	0,77	0,005	6,42	2,24
3	2-5с	PRNN3_exp	0,504	25,7	32,7	0,005	17,9	27,6
3с	0-2с	PRNN3с_exp	0,0011	0,15	0,13	0,005	6,42	1,94
3с	2-5с	PRNN3с_exp	0,504	15,4	7,21	0,005	4,74	5,22

Перечень ссылок

- Омату С., Халид М., Юсоф Р. Нейроуправление и его приложения. Кн. 2. Пер. с англ. Н. В. Батина. Под ред. А. И. Галушкина, В. А. Птичкина. – М.: ИПРЖР, 2000. – 272 с.
- Бодянский Е. В., Руденко О. Г. Искусственные нейронные сети: архитектуры, обучение, применения. – Харьков, ТЕЛТЕХ, 2004. – 372 с.
- Хайкин С. Нейронные сети: полный курс, 2-е издание: Пер. с англ. – М.: Издательский дом "Вильямс", 2006. – 1104 с.
- Орловский И. А. Идентификация внутренних параметров тиристорного электропривода постоянного тока по его моделям на рекуррентных нейронных сетях. // Технічна електродинаміка. – 2007. – № 5. С. 19–24.
- Орловский И. А. Модель электропривода постоянного тока на рекуррентных нейронных сетях. // Радіоелектроніка, інформатика, управління. – 2006. – № 1. – С. 151–159.
- Терехов В. А., Ефимов Д. В., Тюкин И. Ю. Нейросетевые системы управления. Кн. 8: Учеб. Пособие для вузов / Общая ред. А. И. Галушкина. – М.: ИПРЖР, 2002. – 480 с.
- Becerra V. M., Calado J. M. F., Silva P. M., Garces F. System identification using dynamic neural networks: training and initialization aspects. 15th Triennial World Congress IFAC, Barcelona, Spain, 2002. – 6 p.
- Орловский И. А., Синявский А. А. Разработка моделей нелинейных электротехнических объектов в виде степенных рекуррентных нейронных сетей. // Радіоелектроніка, інформатика, управління. – 2007. – № 1. – С. 128–137.
- Рутковская Д., Пилиньский М., Рутковский Л. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы / Пер. с польск. И. Д Рудинского. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 452 с.
- Ивахненко А. Г. Самообучающиеся системы распознавания и автоматического управления. – К.:Техніка, 1969. – 392 с.
- Ивахненко А. Г. Индуктивный метод самоорганизации моделей сложных систем. – К.: Наук. думка, 1981. – 296 с.
- Гантмахер Ф. Р. Теория матриц. – 4-е изд. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1988. – 522 с.
- Перельмутер В. М., Сидоренко В. А. Системы управления тиристорными электроприводами постоянного тока. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.
- Андреев В. П., Сабинин Ю. А. Основы электропривода. М.-Л., Госэнергоиздат, 1963, – 772 с.
- Дьяконов В. П. MATLAB 6.0/6.1/6.5+SP1 +Simulink 4/5. Обработка сигналов и изображений. М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 592 с.

Поступила в редакцию 28.05.08 г.

Розроблені методи розрахунку моделей нелінійних об'єктів на поліноміальних рекурентних нейронних мережах за відомою математичною моделлю та експериментальними даними роботи об'єкта. За цією методикою складено програми та виконано розрахунок моделей для тиристорного електропривода постійного струму з двигуном послідовного збудження.

Methods of calculation models nonlinear object on polynomial recurrent neural networks on the known mathematical models and on experimental data of the object work are designed. On this method program is formed and calculation of the model for thyristor electric drive of direct current with engine of series excitation is executed.

УДК 621.313

А. В. Переверзев, Д. Г. Алексеевский, В. В. Семенов, А. Н. Буров, Г. Н. Стрункин,
А. В. Таранец

ОБ ИСПОЛЬЗОВАНИИ КРАНОВЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ В КАЧЕСТВЕ ГЕНЕРАТОРОВ ДЛЯ АУТОНОМНЫХ ВЭУ

Рассмотрены особенности работы асинхронного двигателя краново-металлургической серии в генераторном режиме в автономной ветроэлектростанции небольшой мощности.

Основными недостатками автономных ветроэлектростанций (ВЭУ) в настоящее время являются высокая стоимость сооружения и низкий коэффициент использования оборудования, обусловленный нестабильностью ветрового потока. Один из возможных путей совершенствования такого рода электрогенерирующих систем заключается в использовании серийных асинхронных машин с фазным ротором в сверхсинхронном режиме [1]. Отметим преимущества электрогенерирующей системы на базе асинхронного генератора с фазным ротором (АГФР), по сравнению с такими системами, созданными на базе синхронных генераторов:

- снижение установленной мощности генератора, поскольку полезная мощность снимается как с обмоток статора, так и с обмоток ротора;
- снижение установленной мощности преобразовательной части электрооборудования, так как примерно половина полезной мощности снимается непосредственно с обмоток статора;
- повышение коэффициента использования энергии ветрового потока благодаря возможности регулирования частоты вращения вала ветроагрегата при изменении скорости ветра;
- удешевление ветротурбины, поскольку рассматриваемая система позволяет использовать ветроагрегат с нерегулируемыми лопастями.

Анализ существующего рынка электрических машин с фазным ротором (малой и средней мощности) показал, что наибольшее распространение получили асинхронные двигатели краново-металлургических серий. Двигатели такого типа предназначены для работы в повторно-кратковременном двигательном режиме. Особенности работы таких машин в генераторном (сверхсинхронном) режиме в литературе освещены недостаточно. Имеются лишь работы [2], посвященные общей теории асинхронных генераторов, а также источники [3], в которых представлен анализ специализированных асинхронных машин большой мощности. Поэтому исследование режимов работы серийной асинхронной машины в составе автономной ВЭУ является актуальным.

Статья посвящена анализу режима работы серийного кранового двигателя с фазным ротором (на примере машины типа МТФ-111-6 мощностью 3,5 кВт) в генераторном режиме в составе автономной ВЭУ. Структурная схема автономной системы электроснабжения, созданной на базе АГФР [1], приведена на рис. 1.

© А. В. Переверзев, Д. Г. Алексеевский, В. В. Семенов, А. Н. Буров, Г. Н. Стрункин, А. В. Таранец 2008 г.

Система содержит асинхронный генератор с фазным ротором (АГФР), возбуждение которого осуществляется от автономного инвертора напряжения (АИН), работающего с широтно-импульсной модуляцией и формирующего статорные напряжения синусоидальной формы. Постоянное напряжение на входе инвертора стабилизируется с помощью зарядно-разрядного устройства (ЗРУ), представляющего собой реверсивный импульсный преобразователь, обеспечивающий согласование напряжения резервной аккумуляторной батареи (АБ) с напряжением на входе инвертора. Как будет показано далее, при использовании серийной машины рабочее напряжение на обмотках статора целесообразно выбирать несколько ниже номинального. Поэтому для формирования стандартного выходного напряжения на нагрузке установлен на выходе системы вольтдобавочный трансформатор (ВТ).

Для отвода мощности скольжения АГФР в цепи ротора генератора включен неуправляемый выпрямитель (НВ), выходное напряжение которого поступает через импульсный преобразователь (ИП) и звено постоянного тока на вход инвертора АИН. Если нагрузка инвертора недостаточно велика, то мощность скольжения может передаваться через зарядно-разрядное устройство ЗРУ в аккумуляторную батарею АБ.

Следует отметить, что автономный инвертор создает как ток намагничивания АГФР, так и реактивный ток нагрузки. Реверсивный импульсный преобразователь, установленный на входе АИН, позволяет обеспечить баланс активной мощности в системе без регулирования режима работы генератора. По суще-

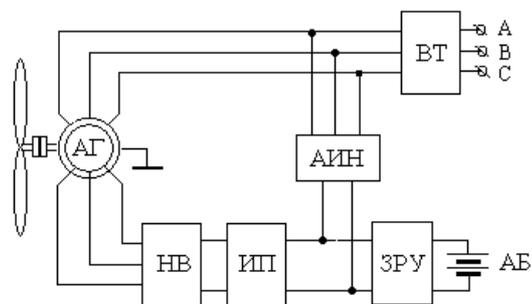


Рис. 1. Структурная схема автономной ВЭУ на базе асинхронного генератора с фазным ротором

ству, совокупность ЗРУ и АИН представляет собой источник бесперебойного питания, энергетические ресурсы которого ограничены возможностями аккумулятора. Режим работы АГФР может свободно устанавливаться в зависимости от скорости ветра. Частота вращения вала и момент на валу АГФР регулируются за счет изменения тока ротора с помощью импульсного преобразователя ИП. При этом можно устанавливать такие коэффициенты быстроходности, чтобы обеспечить как максимальный отбор мощности при скоростях ветра ниже номинальной величины, так и ограничение отбираемой мощности при скоростях ветра выше номинальной [4].

Система управления содержит три следующих независимых блока:

- блок стабилизации напряжения на входе АИН (реализуемой с помощью реверсивного импульсного преобразователя ЗРУ);

- блок стабилизации выходного напряжения АИН (осуществляемой за счет изменения коэффициента модуляции);

- блок регулирования момента на валу АГФР в зависимости от скорости ветра (осуществляемого с помощью импульсного преобразователя, позволяющего регулировать ток ротора АГФР).

Как известно из [5], зависимость момента на валу ветроколеса от частоты его вращения (при постоянной скорости ветра) представляет собой куполообразную функцию параметра, называемого «коэффициентом быстроходности» и учитывающего соотношение между скоростью ветра и скоростью лопасти ветроколеса. Можно показать, что при изменении скорости ветра и выборе оптимальных коэффициентов быстроходности момент на валу ветроколеса изменяется пропорционально квадрату скорости ветра [6]. Регулирование момента на валу генератора (и, соответственно, частоты вращения ветроагрегата) в рабочем диапазоне скоростей ветра должно осуществляться таким образом, чтобы обеспечить оптимальную величину коэффициента быстроходности при скорости ветра, меньшей от номинальной.

В свою очередь, при скоростях ветра выше номинальных частота вращения снижается таким образом, чтобы момент на валу ветроколеса не превышал своего номинального значения. Механические характеристики ветроагрегата приведены на рис. 2. Как показано в [6], номинальный режим генератора целесо-

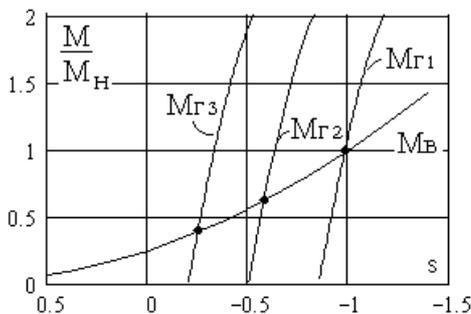


Рис. 2. Механические характеристики ВЭУ

образно выбирать при скольжении равно минус единице (то есть, номинальная частота вращения должна быть в два раза выше синхронной скорости). При этом мощность скольжения, генерируемая в цепи ротора, равна мощности в цепи статора, а мощность на валу генератора (без учета потерь) равна сумме этих мощностей.

Расчет характеристик системы большой мощности (с использованием крупных электрических машин) можно выполнить по соотношениям, приведенным в [3]. В то же время, для широкого класса установок малой и средней мощности возможно применение серийно выпускаемых асинхронных машин, и, в частности, – краново-металлургических. Поскольку асинхронные двигатели такого типа предназначены для использования в повторно-кратковременном режиме, то применение их в длительном режиме требует соответствующего перерасчета электромеханических параметров. Для выполнения подобных расчетов необходимо иметь параметры схемы замещения асинхронной машины, которые не всегда проектировщику известны. Эти параметры могут быть получены в результате проведения экспериментальных испытаний, но на практике такие испытания трудоемки и требуют специального испытательного стенда с соответствующей измерительной аппаратурой. Усредненные параметры схемы замещения могут быть рассчитаны по номинальным данным машины [7], если предварительно задаться значением коэффициента приведения Г-образной схемы замещения:

$$C1 = 1 + \frac{x_1}{x_o} = \frac{U_1}{E_1}, \quad (1)$$

где x_1 – реактивное сопротивление рассеяния статора; x_o – реактивное сопротивление контура намагничивания; U_1 – значение напряжения на обмотке статора; E_1 – значение ЭДС в контуре намагничивания.

После этого, используя величину напряжения на кольцах ротора E_{2k} , можно вычислить коэффициент трансформации K_T . Сопротивление ротора r_2 можно найти через мощность скольжения, а сопротивление статора r_1 и реактивное сопротивление короткого замыкания X_k можно получить после решения следующей системы уравнений [7]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{pmU_1^2}{2\omega_1 C1 \left(r_1 + \sqrt{r_1^2 + X_k^2} \right)} &= M_k, \\ \frac{C1 \cdot r_2'}{\sqrt{r_1^2 + X_k^2}} &= s_k \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где ω_1 – угловая частота сети; M_k – критический момент в двигательном режиме; s_k – критическое скольжение (определяемое через формулу Клосса).

По найденным параметрам схемы замещения вычисляются значение и фаза приведенного к статорной обмотке тока ротора I_2' , что позволяет рас-

считать ток намагничивания и определить параметры контура намагничивания. После этого уточняется значение $C1$, и при значительном его отклонении расчет повторяется. Задача упрощается, если существует возможность непосредственного измерения активных сопротивлений обмоток статора и ротора. По изложенной методике (активные сопротивления обмоток были предварительно измерены) был выполнен расчет параметров схемы замещения двигателя типа МТФ-111-6 с номинальными параметрами, приведенными в табл. 1.

Таблица 1. Номинальные параметры двигателя типа МТФ-111-6

Наименование параметра	Значение
Номинальная мощность на валу (при ПВ = 40%), кВт	3,5
Номинальное число оборотов, об/мин	895
Максимальный момент, НМ	87
Номинальный ток статора (фазный), А	10,4
Номинальный ток ротора, А	15
Напряжение на кольцах ротора, В	165

В результате расчета получены следующие параметры: $r_1 = 1,5$ Ом, $r_2 = 0,6$ Ом, $X_k = 5,6$ Ом, $X_o = 37,4$ Ом, $C1 = 1,07$ и $K_T = 2,1$. Анализ приведенных данных показывает, что при номинальном скольжении фаза вектора роторного тока I_2' не превышает единиц градусов (примерно можно считать этот ток активным). Принимая во внимание относительно невысокое значение номинального коэффициента мощности анализируемого двигателя, можно сделать вывод об относительно высокой доле тока намагничивания в токе статорной обмотки. На это следует обратить внимание, поскольку в условиях ветроагрегата асинхронная машина должна работать в длительном режиме (желательно, чтобы токовые нагрузки были снижены). Номинальный ток обмоток двигателя для длительного режима можно вычислить из соотношения [7]:

$$I_{ндл} = I_{ном} \sqrt{\frac{ПВ\%}{100}} \quad (3)$$

Тогда допустимая по нагреву величина тока статора снижается – до 6,5 А, а тока ротора до 9,5 А. Если учесть, что ток намагничивания (для нашего случая равный 5,8 А) при номинальном напряжении на обмотке статора в длительном режиме сохраняется на прежнем уровне, то можно сделать вывод о том, что для сохранения допустимого теплового режима обмоток в длительном режиме необходимо существенно снизить нагрузочную составляющую тока статора. Это приведет к недоиспользованию нагрузочной способ-

ности ротора (поскольку ток ротора связан с нагрузочной составляющей тока статора через коэффициент трансформации). Решением проблемы является снижение напряжения на статоре, что позволит снизить ток намагничивания и, соответственно, увеличить нагрузочную составляющую тока статора. С другой стороны, очевидно, что уменьшение напряжения статора и соответствующее уменьшение магнитного потока машины должны приводить к уменьшению мощности генератора.

Для поиска оптимального значения статорного напряжения требуется наличие характеристики холостого хода машины. Для рассматриваемого примера такая характеристика была снята экспериментально, а затем - аппроксимирована полиномом:

$$I_o(U_1) = 0,016 \cdot U_1 + 5 \cdot 10^{-5} U_1^2, \quad (4)$$

где I_o – значение тока намагничивания, А; U_1 – значение напряжения статорной обмотки, В.

Задавшись допустимым значением тока статора в длительном режиме $I_{ндл}$ и полагая, что векторы тока ротора I_2' и тока намагничивания I_o' примерно ортогональны (рис. 3), можно рассчитать значение приведенного тока ротора $I_{2\partialл}'$ в длительном режиме:

$$I_{2\partialл}' = \sqrt{I_{ндл}^2 - I_o^2(U_1)}. \quad (5)$$

Значение тока ротора в длительном режиме вычисляется умножением тока $I_{2\partialл}'$ на коэффициент трансформации:

$$I_{2\partialл} = I_{2\partialл}' K_T. \quad (6)$$

Определим мощности, отдаваемые обмотками статора:

$$P_1 = U_1 \cdot I_{2\partialл}' - I_{2\partialл}'^2 \cdot r_1 \quad (7)$$

и ротора:

$$P_2 = s \cdot E_{2k} \cdot I_{2\partialл} - I_{2\partialл}^2 \cdot r_2, \quad (8)$$

где s – скольжение генератора.

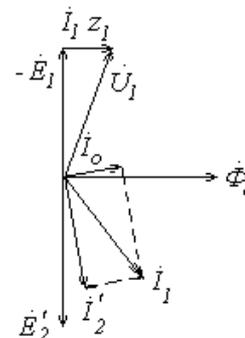


Рис. 3. Векторная диаграмма АГФР

Вычислим полную мощность генератора:

$$P_n = P_1 + P_2. \quad (9)$$

Результаты расчетов по приведенным формулам (выполненные для случая $s = -1$), представленные в относительных единицах, показаны на рис. 4 (за базовые величины приняты номинальное напряжение и допустимые значения токов в длительном режиме).

Приведенные зависимости показывают, что со снижением напряжения на статоре быстро увеличивается допустимое значение нагрузочной составляющей статорного тока, что приводит к соответствующему росту допустимого тока ротора. Максимальные зна-

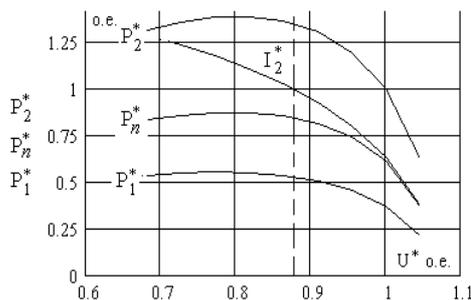


Рис. 4. Зависимости мощностей и тока ротора от напряжения на статоре АГФР

чения мощности создаются при токе ротора больше допустимого значения (пунктирная линия). Таким образом, возможное снижение статорного напряжения в данном случае ограничено ростом тока ротора и составляет примерно (10–12) %.

Следует отметить, что абсолютные значения мощности могут быть достаточно велики, поскольку базовая мощность одной фазы статора (в длительном режиме) равна 1430 Вт, ротора – 906 Вт, а полная мощность двух обмоток – 2336 Вт. Таким образом, при

$P_n^* \approx 0,8$ (рис. 4) полная мощность, отдаваемая тремя фазами генератора, равна 5,6 кВт, что значительно превышает номинальную мощность на валу рассматриваемой машины в двигательном режиме (знаком * обозначаются значения в относительных единицах).

Для согласования напряжения на статоре со стандартным номинальным напряжением на нагрузке $U_{ном}$ можно использовать вольтодобавочный трансформатор, установленная мощность которого пропорциональна отклонению напряжения на статоре от его номинального значения. В рассматриваемом примере для двигателя МТФ-111-6 установленная мощность составляет:

$$S_T = 3(U_{ном} - U_1)I_H = 3 \cdot (220 - 192) \cdot 6 = 504 \text{ ВА} \quad (10)$$

Розглянуті особливості роботи асинхронного двигуна краново-металургійної серії у генераторному режимі в автономній вітроелектроустановці невеликої потужності.

Working distinctive features of asynchronous engine of the crane-metallurgical series in the generator mode in autonomous wind power station of small power are considered.

Если суммарную массу двигателя МТФ-111-6 и вольтодобавочного трансформатора сравнить с массой двигателя более высокой мощности из этой же серии (МТН-112-6), то окажется, что замена на более мощный двигатель приведет к ухудшению массогабаритных показателей системы на (10–15) %.

Анализ полученных результатов позволяет сделать следующие выводы:

- серийные асинхронные двигатели с фазным ротором могут достаточно эффективно применяться в автономных ВЭУ, что позволит избежать разработки и изготовления специального асинхронного генератора с уменьшенным током намагничивания;
- для оптимального использования активных материалов машины в генераторном режиме требуется снижение статорного напряжения на величину, определяемую параметрами схемы замещения машины;
- перспективна разработка специального асинхронного генератора, характеризующегося уменьшенным током намагничивания и предназначенного для работы в длительном режиме, что позволит улучшить технико-экономические показатели ВЭУ.

Перечень ссылок

1. Патент на корисну модель № 26494 Україна, МПК H02K 17/34 (2007.01). Автономна вітроелектрогенеруюча система / Алексієвський Д. Г., Буров О. М., Веселов К. І., та ін. Заявлено 11.05.2007; Опубл. 25.09.2007. Бюл. № 15.
2. Вольдек А. И. Электрические машины. Л.: Энергия, 1978. – 832 с.
3. Онищенко Г. Б., Локтева И. Л. Асинхронные вентильные каскады и двигатели двойного питания. – М.: Энергия, 1979. – 200 с.
4. Переверзев А. В., Алексеевский Д. Г., Семенов В. В. Траектория регулирования ветроэлектрогенерирующей системы на базе сверхсинхронного вентильного каскада. // Технічна електродинаміка. Тем. випуск: ПСЕ-2002. – Ч. 7. – К.: ІЕД НАН України, 2002. – С. 77–80.
5. Patel M. R. Wind and solar power systems. CRC Press, Boca Raton, 1999. – 283 p.
6. Алексеевский Д. Г., Семенов В. В. Оптимизация рабочего скольжения асинхронных генераторов для ВЭУ на базе сверхсинхронного вентильного каскада. // Технічна електродинаміка. Тем. випуск ПСЕ-2000. – Ч. 8. – К.: ІЕД НАН України, 2000. – С. 81–84.
7. Цейтлин Л. С. Электропривод, электрооборудование и основы управления. – М.: Высш. школа, 1985. – 192 с.

Поступила в редакцию 15.04.08 г.

После доработки 12.06.08 г.

Сравнение электромеханических процессов для высоковольтного асинхронного электропривода со скалярным, квазивекторным и векторным принципами частотного управления

С применением имитационного моделирования выполнены исследования и сравнительный анализ переходных электромеханических процессов высоковольтного асинхронного электропривода для систем автоматического управления со скалярным, квазивекторным и векторным принципами частотного регулирования.

В настоящее время известно большое количество систем автоматического управления (САУ) частотно-регулируемыми асинхронными электроприводами (ЧРАЭП), нашедших применение, в основном, при создании низковольтных электроприводов (напряжением не более 0,4 кВ). Часть из них базируется на скалярном (амплитудном) принципе управления [1–4], при котором в электроприводе задается лишь необходимое соотношение между амплитудой и частотой первых гармонических составляющих статорного напряжения (или тока). К достоинствам таких САУ относятся техническая простота, а к недостаткам – ненормированное качество (зависящее от текущих значений скорости и момента нагрузки двигателя) переходных электромеханических процессов в таких электроприводах, а в ряде случаев – даже неустойчивая работа в ряде стационарных режимов привода [3]. Несмотря на это, практически все ведущие производители (Siemens, ABB, Danfoss и др.) продолжают выпуск низковольтных ЧРАЭП с такими САУ, которые предназначены, как правило, для регулирования низкочастотных механизмов (насосы, вентиляторы). Для исключения упомянутых неустойчивых (автоколебательных) режимов ЧРАЭП со скалярным управлением в них предусмотрено принудительное запрещение работы при установившихся режимах для отдельных частотных поддиапазонов (где возможна их неустойчивая работа).

В последние годы при создании ЧРАЭП явно просматривается тенденция их построения с использованием векторного принципа управления [5–11]. При векторном принципе управления регулируется, в отличие от скалярного принципа, не только соотношение между амплитудой и частотой основных гармонических составляющих статорного напряжения (или тока), но и – фазовый сдвиг гармонических составляющих фазных статорных напряжений (или токов) относительно фазных потокоцеплений двигателя. Существенные достоинства САУ с векторным принципом управления состоят в возможности формирования ими нормированного качества переходных электромеханических процессов асинхронного электропривода и в обеспечении гарантированно устойчивой работы таких ЭП в установившихся режимах при лю-

бой скорости и нагрузке. Наряду с данными достоинствами, векторным САУ присущ следующий важный недостаток – заметно повышенная (по отношению к скалярным САУ) сложность их технической реализации, обусловленная наличием в них таких относительно сложных вычислительных устройств, как: координатные преобразователи, векторные анализаторы, блоки идентификации потокоцеплений двигателя, блоки компенсации внутренних перекрестных связей объекта управления и т. д. [5–11].

Часть из известных САУ с векторным принципом управления использует при своем функционировании датчики положения ротора [5, 6] или скорости [7], установленные на валу двигателя, что снижает эксплуатационную надежность ЧРАЭП с такими САУ и ограничивает их область применения на запыленные, агрессивные и взрывоопасные среды. Другая часть векторных САУ [9–11] не содержит датчиков на валу двигателя, вследствие чего, в свою очередь, характеризуется дополнительной повышенной технической сложностью, вызванной необходимостью косвенного определения (идентификации) потокоцеплений ротора и скорости двигателя.

При этом создание современных векторных САУ осуществляется по нескольким направлениям: на основе векторной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) с явно выраженными модуляторами [6–8] или с использованием релейного (разрывного) управления [5, 9–11]. Последняя разновидность векторного управления обеспечивает повышенное быстродействие для ЧРАЭП, но требует одновременно с этим увеличенной частоты (до 5 кГц и более) переключения силовых ключей преобразователя частоты. К сожалению, применение данного вида управления для высоковольтных ЧРАЭП пока на практике является затруднительным, поскольку существующие силовые ключи для высоковольтных преобразователей частоты большой мощности допускают относительно невысокую частоту переключения – как правило, от 0,5 до 1 кГц.

Наряду с созданием скалярных и векторных САУ предпринимаются попытки разработки для ЧРАЭП систем автоматического управления, которые по реализуемому в них качеству электромеханических процессов электропривода приближаются к качеству при-

сущему векторным САУ, а по технической сложности их реализации – являются существенно проще векторных САУ. Такие САУ получили название «квазивекторных» [12] и могут быть на практике реализованы как с установкой на валу двигателя датчика скорости [13], так и – без установки этого датчика [12, 14]. Как известно, для большинства общепромышленных (в том числе – высоковольтных) ЧРАЭП предпочтительно создание САУ без датчиков на валу двигателя, что повышает их эксплуатационную надежность, упрощает конструкцию двигателя (не требует изготовления второго конца вала) и расширяет область применения привода на запыленные, агрессивные и взрывоопасные среды [9].

При создании САУ для высоковольтных ЧРАЭП необходимо дополнительно принимать во внимание следующие особенности высоковольтного электропривода:

- техническая сложность осуществления потенциальных развязок (вследствие чего желательны уменьшение количества датчиков с высоковольтными потенциальными развязками);
- ограниченная частота (менее 1 кГц) переключения существующих силовых ключей, используемых при создании преобразователей частоты большой мощности;
- повышенный уровень пульсаций статорных токов и электромагнитного момента двигателя (обусловленный отмеченной невысокой частотой переключения силовых ключей высоковольтного преобразователя частоты), затрудняющий на практике формирование нормированных электромеханических процессов электропривода и идентификацию параметров режима двигателя;
- проявляющаяся на практике с ростом мощности асинхронных двигателей их склонность к автоколебаниям в электромеханических процессах (что обусловлено увеличением при этом соотношения между значениями индуктивностей и активных сопротивлений в схеме замещения двигателя);
- уменьшенные запасы по механической прочности для двигателя, редуктора и рабочего механизма, присущие электроприводам большой мощности (в сравнении с ЭП малой и средней мощности), которые предъявляют повышенные требования к нормированию (поддержанию в допустимых границах) электромагнитного момента и статорного тока двигателя в рабочих режимах, а также, при необходимости, – к ограничению ускорений рабочего механизма.

К сожалению, несмотря на существующее многообразие выпускаемых низковольтных ЧРАЭП в Украине и за рубежом, в настоящее время высоковольтные ЧРАЭП производятся в мире всего лишь несколькими ведущими фирмами: Siemens, ABB, Mitsubishi, Allen Bradley, а также ОАО НИИ «Преобразователь» (Украина), – что связано, прежде всего, как с технической сложностью создания высоковольтных преобразователей частоты, так и с техническими трудностями создания САУ для таких электроприводов, вызванными упомянутыми особенностями управления высоковольтными ЧРАЭП. До настоящего времени в известной отечественной и зарубежной научно-технической литературе уделено недостаточное внимание вопро-

сам рационального выбора принципов частотного управления при создании САУ для высоковольтных ЧРАЭП (которыми бы учитывались в полной мере отмеченные особенности высоковольтного электропривода). Также остаются мало освещенными вопросы исследования электромеханических процессов асинхронных электроприводов для разных применяемых в них принципах частотного управления.

Предложенная статья посвящена исследованию и сравнению между собой электромеханических процессов при скалярном, квазивекторном и векторном принципах частотного управления для высоковольтного асинхронного электропривода, созданного на основе автономного инвертора напряжения (АИН) с широтно-импульсной модуляцией.

Для проведения данных исследований были разработаны имитационные модели электроприводов со скалярным [15], квазивекторным [12] и векторным [16] принципами управления. Имитационные модели учитывают фактическую дискретность работы силовых ключей выпрямителя и инвертора [15], а также используют общепринятое идеализированное представление АД [9]. Моделирование электромеханических процессов на созданных моделях производилось для параметров двигателя и частотного преобразователя, приведенных в табл. 1 и табл. 2. При моделировании частота синусоидальной ШИМ силовых ключей АИН задавалась равной 500 Гц. Квазивекторная САУ была выполнена двухконтурной: с внутренним контуром регулирования электромагнитного момента и внешним контуром регулирования частоты статора двигателя (при пропорционально-интегральных регуляторах момента и частоты). Векторная САУ содержала два канала регулирования (потокосцепления и скорости) и использовала косвенную идентификацию (через статорные напряжения и токи) потокосцепления ротора и скорости двигателя. Оба канала регулирования векторной САУ выполнены двухконтурными: с внутренними регуляторами намагничивающей и активной составляющих статорного тока и внешними регуляторами потокосцепления ротора и скорости двигателя (с настройкой контуров регулирования токов и потокосцепления на модульный оптимум, а контура скорости – на симметричный оптимум; все регуляторы – пропорционально-интегральные). В имитационных моделях расчеты электромеханических процессов двигателя и электромагнитных процессов преобразователя частоты производились с временной дискретностью менее 1 мкс, скалярной и квазивекторной САУ – с дискретностью 100 мкс, а векторной САУ – с дискретностью 20 мкс.

С использованием разработанных моделей ЧРАЭП было проведено моделирование электромеханических процессов при различных режимах работы электропривода. Полученные результаты моделирования представлены в виде временных диаграмм на рис. 1– рис. 8. На этих диаграммах использованы следующие обозначения: ω – скорость вращения ротора, M – электромагнитный момент, I_s – модуль вектора статорного тока, Ψ_r – потокосцепление ротора двигателя.

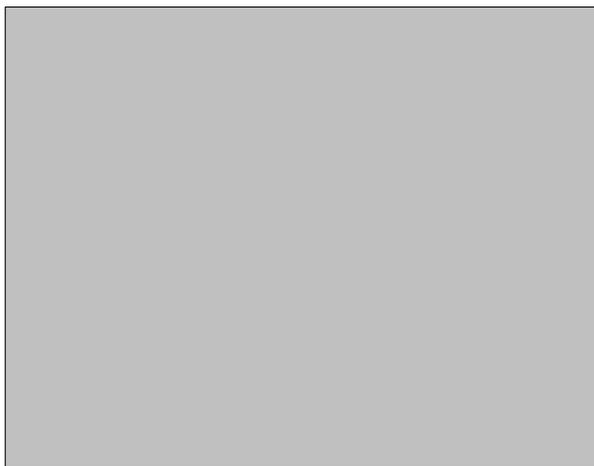
На рис. 1 показан предельный по быстродействию

Таблиця 1. Номинальные параметры двигателя

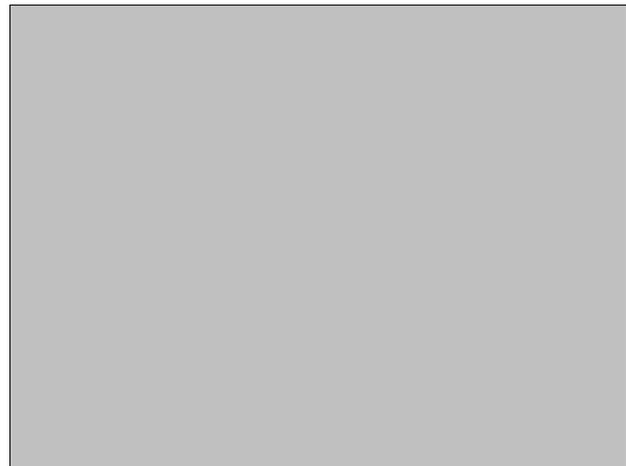
Тип двигателя	4АРМП
Мощность, кВт	1600
Скорость, с ⁻¹	311
Число пар полюсов	1
Линейное действующее напряжение, В	6000
Фазный действующий ток статора, А	179
Электромагнитный момент, Нм	5176
Магнитный поток в воздушном зазоре, Вб	14,3
Активное сопротивление статора, Ом	0,213
Активное сопротивление ротора, Ом	0,1692
Индуктивность рассеяния статора, Гн	3,05·10 ⁻³
Индуктивность рассеяния ротора, Гн	2,65·10 ⁻³
Индуктивность намагничивания, Гн	0,152
Приведенный к валу двигателя момент инерции привода, кг·м ²	29

Таблиця 2. Номинальные параметры преобразователя частоты

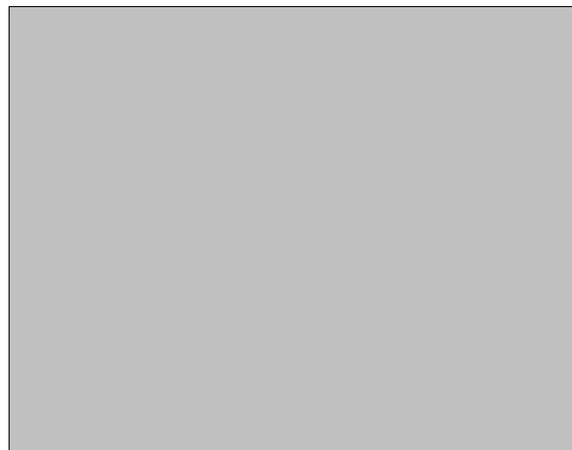
Тип преобразователя	В-ОППД-200-6,3к-50
Выходной действующий ток, А	200
Выходное линейное действующее напряжение, В	6300
Выходная частота, Гц	50
Начальное падение напряжения на открытом IGBT-тиристоре, В	4Ч1,65
Начальное падение напряжения на открытом обратном диоде, В	4Ч3,15
Дифференциальное сопротивление открытого IGBT-тиристора, мОм	4Ч1,2
Дифференциальное сопротивление открытого обратного диода, мОм	4Ч3,2
Начальное падение напряжения на открытом тиристоре выпрямителя, В	6Ч1,2
Дифференциальное сопротивление открытого тиристора выпрямителя, мОм	6Ч0,63
Входное напряжение инвертора, В	8100
Емкость конденсатора фильтра, мкФ	375



а)



б)

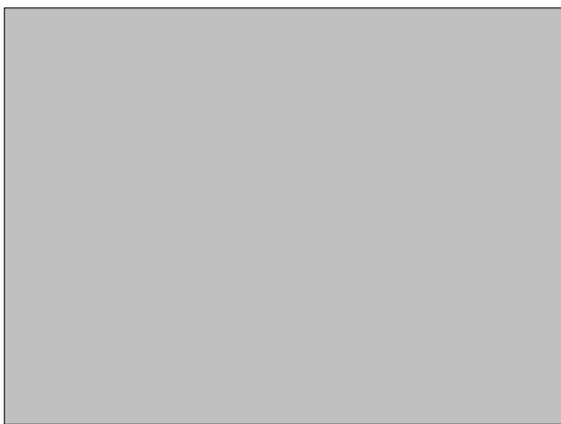


в)

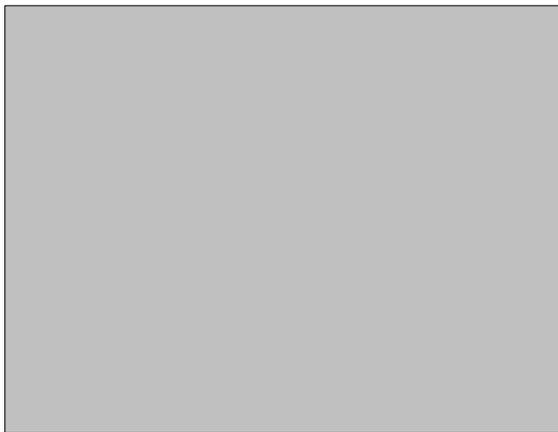
Рис. 1. Электромеханические процессы разгона ЭП на холостом ходу до номинальной скорости при скалярном (а), квазивекторном (б) и векторном (в) управлении



а)



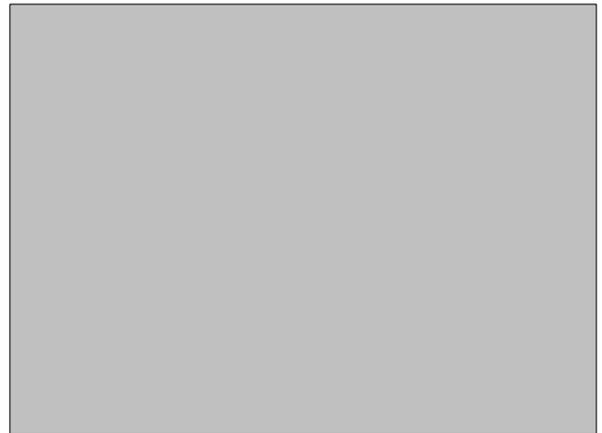
б)



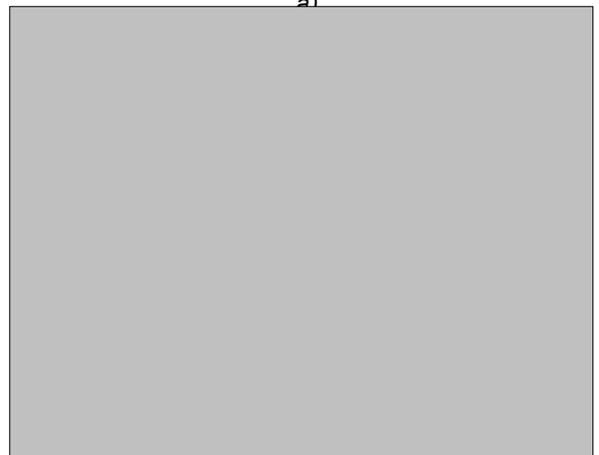
в)

Рис. 2. Электромеханические процессы разгона ЭП при вентиляторной нагрузке до номинальной скорости при скалярном (а), квазивекторном (б) и векторном (в) управлении

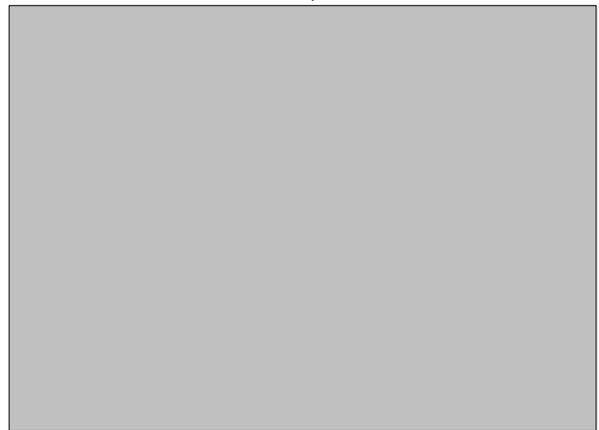
(исходя из заданного токоограничения) режим разгона двигателя на холостом ходу от нуля до номинальной скорости ω_n . На рис. 2 приведены временные диаграммы для разгона от задатчика интенсивности (за время равное 5 с) при вентиляторной нагрузке ($M \sim \omega^2$) от нуля до номинальной скорости двигателя. На рис. 3 представлены временные диаграммы предельного по быстрдействию разгона при номинальной нагрузке



а)



б)



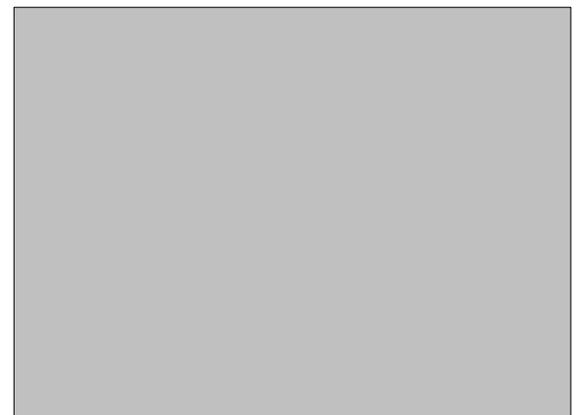
в)

Рис. 3. Электромеханические процессы разгона ЭП при номинальной нагрузке до номинальной скорости при скалярном (а), квазивекторном (б) и векторном (в) управлении

($M = M_n$) от нуля до номинальной скорости двигателя. На рис. 4 показаны электромеханические процессы, происходящие при набросе номинальной нагрузки на различных скоростях двигателя. На рис. 5 приведены временные диаграммы для режима предельного по быстрдействию торможения двигателя на холостом ходу от номинальной скорости до полной остановки. На рис. 6 представлены временные диаграммы тор-



а)



б)



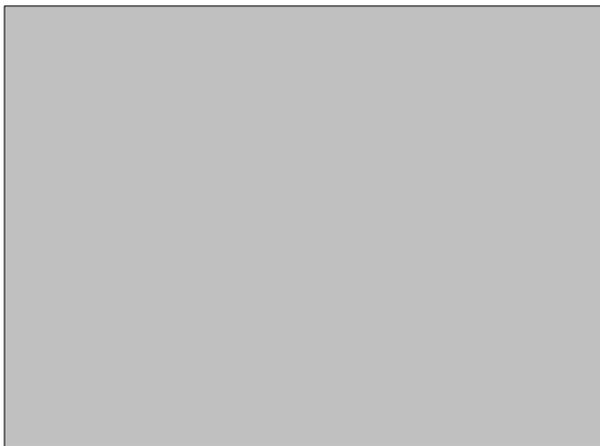
в)

Рис. 4. Электромеханические процессы наброса номинальной нагрузки при различных скоростях (а – при ω_H ; б – при $0,5\omega_H$; в – при $0,1\omega_H$) для скалярной (кривая 1), квазивекторной (кривая 2) и векторной САУ (кривая 3)

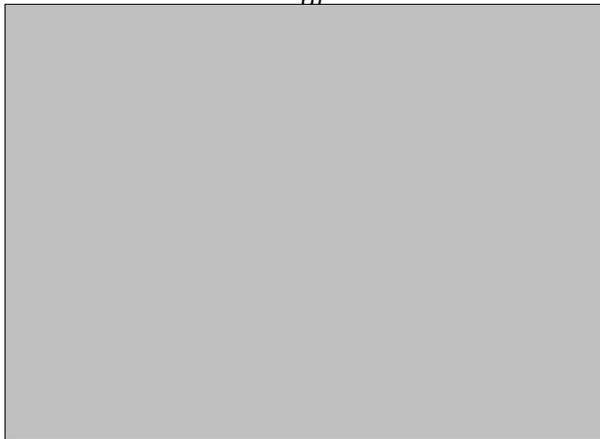
можения двигателя от задатчика интенсивности (за время равное 5 с) при вентиляторной нагрузке от номинальной скорости до полной остановки. На рис. 7 приведены временные диаграммы реверса двигателя на холостом ходу. На рис. 8 представлены временные диаграммы предельного по быстрдействию реверса двигателя при реактивном характере номиналь-



а)



б)

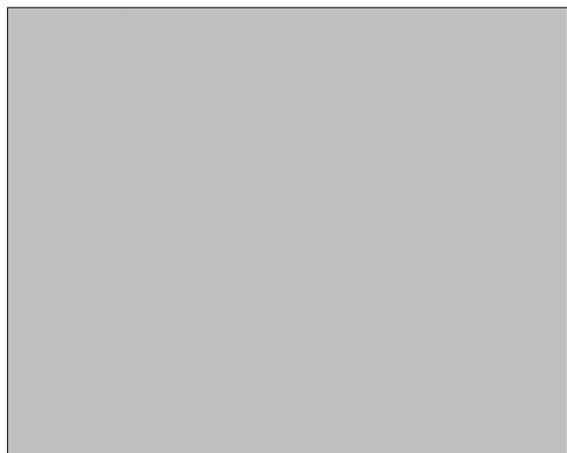


в)

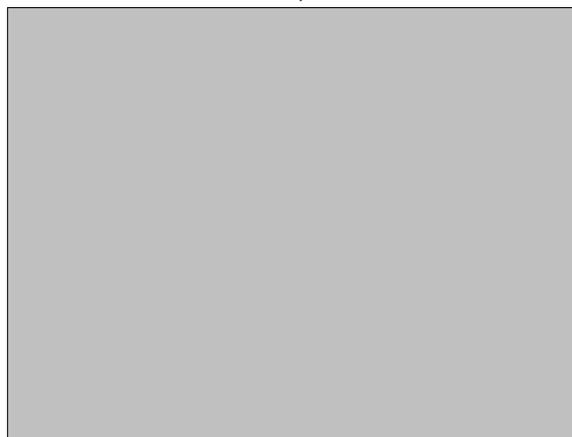
Рис. 5. Электромеханические процессы торможения ЭП на холостом ходу от номинальной скорости до полной остановки при скалярном (а), квазивекторном (б) и векторном (в) управлении

ного момента нагрузки $M_c = \text{sign}(\omega) \cdot M_H$.

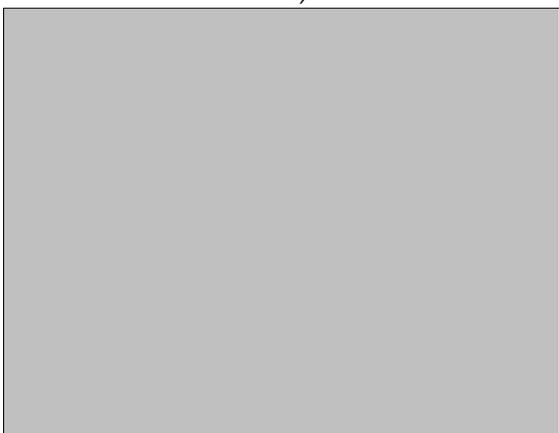
В табл. 3 показаны результаты количественного сравнения качественных показателей регулирования для ЧРАЭП, полученные из временных диаграмм на рис. 1– рис. 8 для скалярной, квазивекторной и векторной систем управления.



а)



б)



в)

Рис. 6. Электромеханические процессы торможения ЭП при вентиляторной нагрузке от номинальной скорости до полной остановки при скалярном (а), квазивекторном (б) и векторном (в) управлении

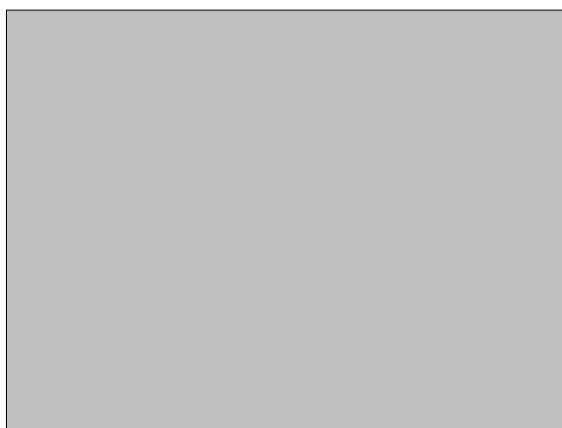
Выводы

1. Наилучшие точность поддержания скорости, быстродействие и приближение к нормированному качеству переходных процессов в высоковольтном ЧРАЭП достигается посредством САУ с векторным принципом управления.

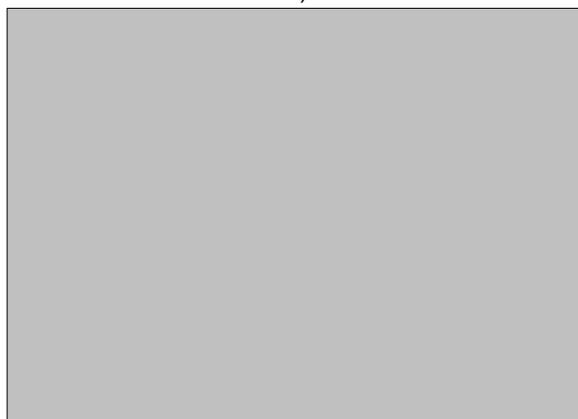
2. Применительно к низкодинамичным (насосы, вентиляторы) высоковольтным электроприводам при-



а)



б)



в)

Рис. 7. Электромеханические процессы реверса ЭП на холостом ходу до номинальной скорости при скалярном (а), квазивекторном (б) и векторном (в) управлении

емлемое быстродействие и качество электромеханических процессов привода может быть обеспечено посредством САУ с квазивекторным принципом частотного регулирования (в этом случае близкое по качеству и быстродействию к векторным САУ).

3. По сравнению со скалярным и квазивекторным принципами частотного регулирования в высоковольтных ЧРАЭП с векторным управлением наблюдаются повышенные значения размаха модуляционных пуль-

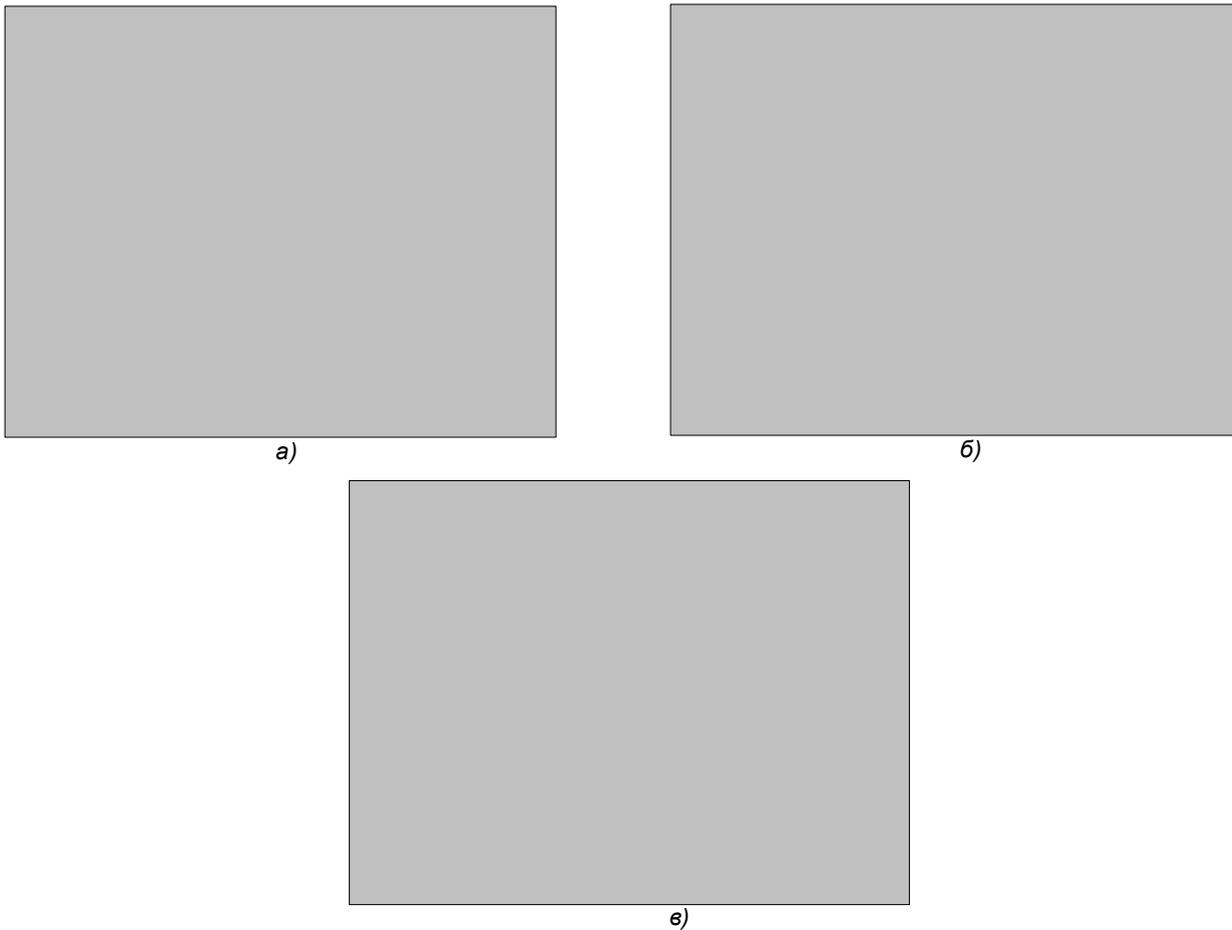


Рис. 8. Электромеханические процессы реверса ЭП при реактивной номинальной нагрузке до номинальной скорости при скалярном (а), квазивекторном (б) и векторном (в) управлении

Таблица 3. Сравнение качества регулирования высоковольтного ЭП при различных принципах частотного управления

Наименование параметра САУ	Тип нагрузки	Принцип частотного управления		
		скалярный	квазивекторный	векторный
Время разгона от нуля до номинальной скорости, с	х.х.	2,9	1,42	0,82
	вент.	5	5	5
	ном.	3	1	1,5
Отношение перегулирования скорости при разгоне к номинальной скорости, %	х.х.	1,2	1,9	0,5
	вент.	0,26	0,87	0,29
	ном.	1,7	1,7	0,5
Время торможения от номинальной скорости до останова, с	х.х.	3	2	1
	вент.	5	5	5
	ном.	2,2	3,5	2,2
Отношение максимального тока к номинальному при разгоне, о. е.	вент.	2	2	1,6
Отношение максимального момента к номинальному в установившемся режиме, о. е.		1,4	1,4	1,8
Отношение динамического провала скорости при набросе номинальной нагрузки к номинальной скорости, %		1,7	1,56	0,26
Отношение статической ошибки скорости при номинальной нагрузке к номинальной скорости, %		1,2	1,05	0

саций электромагнитного момента двигателя, что обусловлено влиянием несинусоидальных по форме статорных токов (при применяемой низкой частоте ШИМ) на быстродействующие регуляторы, активной и намагничивающей составляющих статорного тока двигателя.

Перечень ссылок

1. Булгаков А. А. Частотное управление асинхронными двигателями. – М.: Наука, 1966. – 298 с.
2. Сандлер А. С., Сарбатов Р. С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. – М.: Энергия, 1974. – 328 с.
3. Кривицкий С. О., Эпштейн И. И., Динамика частотно-регулируемых электроприводов с автономными инверторами. – М.: Энергия, 1970. – 152 с.
4. Преобразователь частоты для приводов с короткозамкнутыми асинхронными электродвигателями SAMI // Описание 772 SAMI 23, Strumberg, 1980-03-20, С. 14–25.
5. Бродовский В. Н., Иванов Е. С. Приводы с частотно-токовым управлением. – М.: Энергия, 1974. – 168 с.
6. Шрейнер Р. Т., Дмитренко Ю. А. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами. – Кишинев: Штиинца, 1982. – 224 с.
7. Рудаков В. В., Столяров И. М., Дартау В. А. Асинхронные электроприводы с векторным управлением. – Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 134 с.
8. Blaschke F. Das Prinzip der Feldorientierung die Grundlage fur die Transvector – Regelung von Asynchronmaschinen. – Siemens-Zeitschrift. – Bd.45. – 1971. – № 10. – S. 757–760.
9. Пивняк Г. Г., Волков А. В. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией. – Днепропетровск: НГУ, 2006. – 470 с.
10. Aaltonen M., Titinen P., Helkkila S. Direct Torque Control of AC motor drives. ABB Review. – 1995. – № 3. – P. 19–24.
11. Перельмутер В. М. Прямое управление моментом и током двигателей переменного тока. – Харьков: Основа, 2004. – 210 с.
12. Волков А. В. Квазивекторное управление частотно-регулируемым асинхронным двигателем // Техн. електродинаміка. – 1999. – № 3. – С. 32–36.
13. Эпштейн И. И. Автоматизированный электропривод переменного тока. – М.: Энергоиздат, 1982. – 192 с.
14. Anters E. Variable speed a. c. drives for severe environments // Electrical Engineer. – 1978. – October. – Vol.55. – № 10. – P. 18–55.
15. Волков А. В., Скалько Ю. С. Цифровая модель частотно-регулируемого асинхронного электропривода со скалярным управлением // Електротехніка та електроенергетика. – 2005. – № 2. – С. 75–81.
16. Волков А. В., Скалько Ю. С. Высоковольтный частотно-регулируемый асинхронный электропривод // Техн. електродинаміка: Тематичний випуск. Проблеми сучасної електротехніки. – 2008. – Ч. 5. – С. 27–30.

Поступила в редакцію 12.06.08 з.

З використанням імітаційного моделювання виконано дослідження та порівняльний аналіз перехідних електромеханічних процесів високовольтного асинхронного електропривода для систем автоматичного керування зі скалярним, квазивекторним та векторним принципами частотно-регулювання.

Using simulation technique investigation and comparative analysis of electromechanical processes in high-voltage asynchronous electric drive for control systems with scalar, quasivector and vector frequency control principles are made.

УДК 621.313.222.62-83

А. Р. Лучко, Е. В. Страколист

Уточненная имитационная модель тягового электродвигателя постоянного тока со смешанным возбуждением

С использованием пакетов программ ELCUT и MathCAD разработана уточненная модель электродвигателя постоянного тока со смешанным возбуждением и выполнен с её использованием пример расчета электромеханических процессов тягового двигателя постоянного тока для отечественного троллейбуса

В настоящее время в городском электротранспорте (троллейбус, трамвай) широко применяются тяговые электроприводы постоянного тока с двигателями смешанного возбуждения (ДПТ СВ). Однако, для ис-

следования электромеханических переходных процессов в ДПТ СВ до настоящего времени, к сожалению, используются довольно упрощенные методики и имитационные модели [1, 2], не учитывающие конструк-

© А. Р. Лучко, Е. В. Страколист 2008 г.

тивні особливості (геометричні розміри, типи застосовуваних електротехнічних матеріалів) двигача і відбуваючі при його функціонуванні зміни значень індуктивностей обмоток якоря і збудження, що призводить до суттєвої погрешності при розрахунку електромеханічних процесів і розвиваємого електромагнітного моменту для такого двигача. На практиці, внаслідок існування магнітної зв'язки між обмотками послідовного і паралельного збудження, приводящої до великої погрешності в розрахунку, здійснюється використання відомих імітаційних моделей двигачей послідовного збудження [2] для дослідження електромеханічних процесів в ДПТ СВ.

Метою статті є розробка уточненої імітаційної моделі ДПТ СВ, призначеної для розрахунку електромеханічних процесів даного двигача і дозволяючої врахувати конструктивні особливості і відбуваючі зміни індуктивностей якорної обмотки і обмотки збудження двигача постійного струму з сумішним збудженням в процесі його функціонування.

Електрична схема включення ДПТ СВ показана на рис. 1, де використовуються наступні позначення: М – якорна обмотка двигача, $OB_{посл}$ – послідовна обмотка збудження, $OB_{пар}$ – паралельна обмотка збудження, ОДП – обмотка додаткових полюсів, $I_я$ і $I_{пар}$ – струми якорної цепи і паралельної обмотки збудження відповідно.

Складемо систему рівнянь, описуючу напругу на якорній цепи і на паралельній обмотці збудження ДПТ СВ:

$$\left. \begin{aligned} U_я &= C\Phi_B\omega + I_я(R_я + R_{ПОСЛ}) + \\ &+ W_я \frac{d}{dt}\Phi_я + W_{ПОСЛ} \frac{d}{dt}\Phi_B, \\ U_я &= I_{ПАР} \cdot R_{ПАР} + W_{ПАР} \frac{d}{dt}\Phi_B \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

а також приведемо рівняння механічного руху якоря двигача [1]:

$$J \frac{d}{dt}\omega = C\Phi_B I_я - M_C, \quad (2)$$

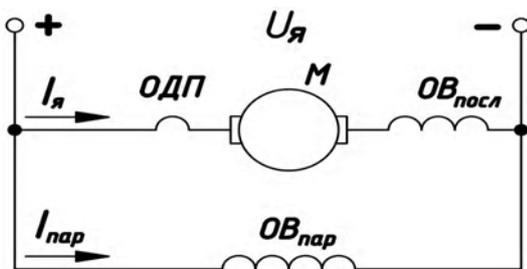


Рис. 1. Електрична схема включення ДПТ СВ

де $U_я$ – напруга якорної цепи (або напруга живлячої мережі постійного струму); C – конструктивна постійна двигача; Φ_B – сумарний магнітний потік збудження машини; ω – кутова частота обертання (швидкість) якоря; $R_я$ – опір обмотки якоря; $R_{ПОСЛ}$ і $R_{ПАР}$ – опори обмоток послідовного і паралельного збудження відповідно; $W_я$ – кількість витків обмотки якоря; $\Phi_я$ – магнітний потік якоря; $W_{ПОСЛ}$ і $W_{ПАР}$ – кількість витків послідовної і паралельної обмоток збудження відповідно; J – приведений до валу двигача момент інерції привода; M_C – момент опору.

Магнітний потік якоря (з урахуванням нелінійності кривої намагнічування застосовуваних магнітних матеріалів ДПТ) є складною нелінійною функцією магнітодвижущої сили (МДС) якоря $F_я$ (або, по суті, – струму якоря $I_я$) [3]:

$$\Phi_я = f(F_я) = f(W_я \cdot I_я). \quad (3)$$

Магнітний потік якоря $\Phi_я$ створюється обмотками якоря і додаткових полюсів при протіканні по них відповідних струмів. Результуючий магнітний потік Φ_B , створений послідовною і паралельною обмотками збудження, перпендикулярний магнітному потоку якоря (і тому при розрахунку останнього не враховується) [4]. Методом розрахунку магнітного поля для чотириполюсного ДПТ СВ (поперечний розріз якого показаний на рис. 2) методом кінцевих елементів [5] визначаються чисельні значення для залежності (3).

Картина розподілу магнітного поля якоря в машині, розрахована при допомозі програми ELCUT [5], показана на рис. 3, а (при цьому обмотки збудження умовно не показані).

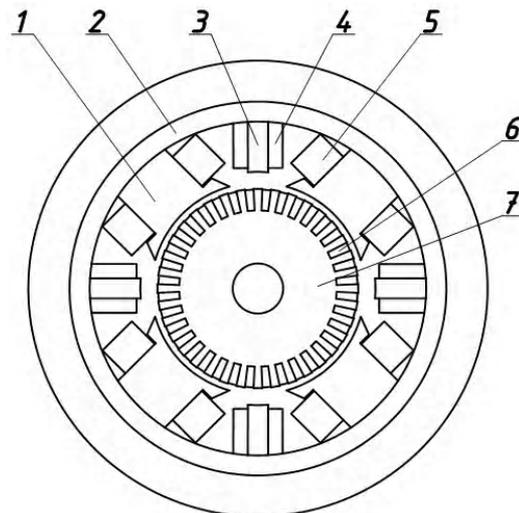


Рис. 2. Поперечний розріз ДПТ СВ (1 – основний полюс; 2 – статор двигача; 3 – додатковий полюс; 4 – обмотка додаткових полюсів; 5 – обмотка збудження; 6 – обмотка якоря; 7 – якорь)

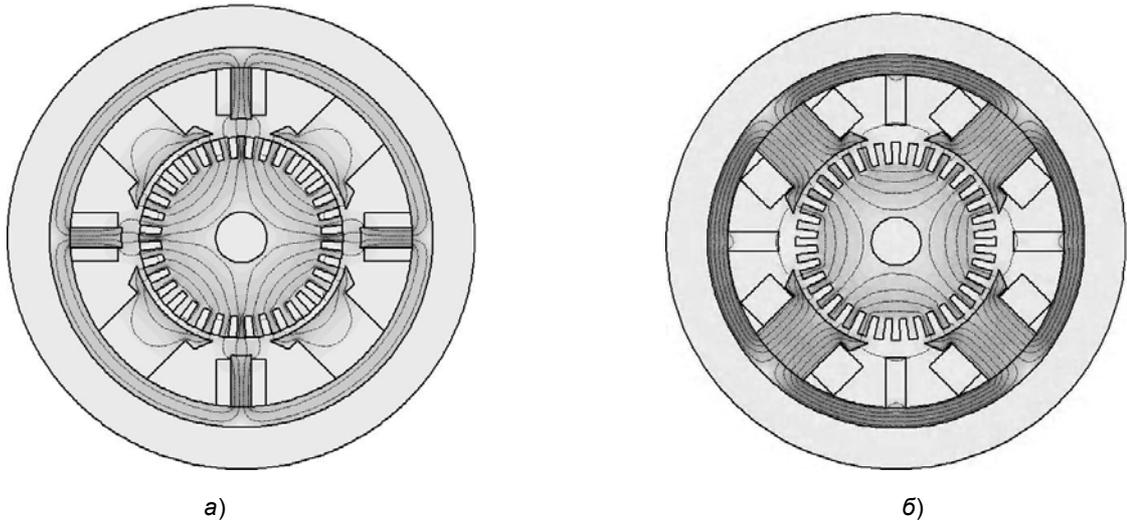


Рис. 3. Картина распределения магнитного потока в ДПТ СВ (а – распределение магнитного потока якоря; б – распределение магнитного потока возбуждения)

Из рассчитанной зависимости $\Phi_{Я} = f(W_{Я} \cdot I_{Я})$ определим производную потока якоря $\Phi_{Я}$ в функции МДС $F_{Я}$ якоря в виде частной производной по МДС $F_{Я}$ якоря:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \Phi_{Я}(W_{Я} \cdot I_{Я}) &= \\ &= \frac{\partial}{\partial (W_{Я} \cdot I_{Я})} [\Phi_{Я}(W_{Я} \cdot I_{Я})] \cdot W_{Я} \frac{d}{dt} I_{Я} \end{aligned} \quad (4)$$

Как известно из [1], индуктивность обмотки возбуждения находится по формуле:

$$L = W \frac{\partial \Phi}{\partial I} \quad (5)$$

С учетом этого выражение (4) преобразуется к виду:

$$L_{диф.Я}(W_{Я} \cdot I_{Я}) = \frac{\partial}{\partial (W_{Я} \cdot I_{Я})} [\Phi_{Я}(W_{Я} \cdot I_{Я})], \quad (6)$$

где $L_{диф.Я}(W_{Я} \cdot I_{Я})$ – дифференциальная индуктивность обмотки якоря, являющаяся функцией МДС $F_{Я}$ якоря.

При этом магнитный поток возбуждения $\Phi_{В}$ является, в свою очередь, функцией суммарной МДС $F_{В}$ обмоток возбуждения (или, по сути, – функцией двух токов $I_{Я}$ и $I_{ПАР}$, протекающих соответственно в последовательной и параллельной обмотках двигателя) [3]:

$$\Phi_{В} = f(F_{В}) = f(W_{ПОСЛ} \cdot I_{Я} + W_{ПАР} \cdot I_{ПАР}). \quad (7)$$

Аналогично рассмотренному ранее, при анализе магнитного потока возбуждения оценим действие только самих обмоток возбуждения. Картина распре-

деления магнитного поля возбуждения в машине показана на рис. 3, б (обмотка дополнительных полюсов условно не показана). Исходя из свойств применяемых в машине электротехнических материалов и ее геометрических размеров, определяется зависимость: $\Phi_{В} = f(W_{ПОСЛ} \cdot I_{Я} + W_{ПАР} \cdot I_{ПАР})$. Выразим производную потока возбуждения $\Phi_{В}$ в функции суммарной МДС возбуждения $F_{В}$ в виде частной производной по МДС возбуждения $F_{В}$:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \Phi_{В}(W_{ПОСЛ} \cdot I_{Я} + W_{ПАР} \cdot I_{ПАР}) &= \\ &= \frac{\partial}{\partial F} \Phi_{В}(F_{В}) \cdot \left(\frac{d}{dt} F_{В} \right) = \\ &= \frac{\partial}{\partial F_{В}} \Phi_{В}(F_{В}) \times \\ &\times \left[W_{ПОСЛ} \cdot \frac{d}{dt} I_{Я} + W_{ПАР} \cdot \frac{d}{dt} I_{ПАР} \right]. \end{aligned} \quad (8)$$

С учетом (5) выражение (8) преобразуем к виду:

$$\begin{aligned} L_{диф.В}(W_{ПОСЛ} \cdot I_{Я} + W_{ПАР} \cdot I_{ПАР}) &= \\ &= \frac{\partial \cdot [\Phi_{В}(W_{ПОСЛ} \cdot I_{Я} + W_{ПАР} \cdot I_{ПАР})]}{\partial (W_{ПОСЛ} \cdot I_{Я} + W_{ПАР} \cdot I_{ПАР})}, \end{aligned} \quad (9)$$

где $L_{диф.В}(W_{ПОСЛ} \cdot I_{Я} + W_{ПАР} \cdot I_{ПАР})$ – дифференциальная индуктивность возбуждения в функции суммарной МДС возбуждения $F_{В}$.

С учетом зависимостей (6) и (9) два уравнения системы (1) и уравнение движения (2) примут вид:

Систему уравнений (11) преобразуем к следующему виду:

$$\left. \begin{aligned}
 U_{Я} &= C\omega\Phi_B(W_{ПОСЛ} \cdot I_{Я} + W_{ПАР} \cdot I_{ПАР}) + \\
 &+ I_{Я} \cdot (R_{Я} + R_{ПОСЛ}) + W_{Я} \times \\
 &\times L_{ДИФ.Я}(W_{Я} \cdot I_{Я}) \cdot \left(W_{Я} \frac{d}{dt} I_{Я} \right) + \\
 &+ W_{ПОСЛ} \cdot L_{ДИФ.В}(W_{ПОСЛ} \cdot I_{Я} + W_{ПАР} \cdot I_{ПАР}) \times \\
 &\times \left[W_{ПОСЛ} \frac{d}{dt} I_{Я} + W_{ПАР} \frac{d}{dt} I_{ПАР} \right], \\
 U_{Я} &= I_{ПАР} \cdot R_{ПАР} + W_{ПАР} \times \\
 &\times \left[L_{ДИФ.В}(W_{ПОСЛ} \cdot I_{Я} + W_{ПАР} \cdot I_{ПАР}) \times \right. \\
 &\left. \left(W_{ПОСЛ} \frac{d}{dt} I_{Я} + W_{ПАР} \frac{d}{dt} I_{ПАР} \right) \right], \\
 J \frac{d}{dt} \omega &= CI_{Я}\Phi_B \times \\
 &\times (W_{ПОСЛ} \cdot I_{Я} + W_{ПАР} \cdot I_{ПАР}) - M_C.
 \end{aligned} \right\} (10)$$

Решим последнюю систему относительно производных:

$$\left. \begin{aligned}
 U_{Я} - [C\omega\Phi_B(W_{ПОСЛ} \cdot I_{Я} + W_{ПАР} \cdot I_{ПАР}) + \\
 + I_{Я} \cdot (R_{Я} + R_{ПОСЛ})] &= W_{Я} \cdot L_{ДИФ.Я}(W_{Я} \cdot I_{Я}) \times \\
 &\times \left(W_{Я} \frac{d}{dt} I_{Я} \right) + W_{ПОСЛ} \cdot L_{ДИФ.В} \times \\
 &\times (W_{ПОСЛ} \cdot I_{Я} + W_{ПАР} \cdot I_{ПАР}) \times \\
 &\times \left[W_{ПОСЛ} \frac{d}{dt} I_{Я} + W_{ПАР} \frac{d}{dt} I_{ПАР} \right], \\
 U_{Я} - I_{ПАР} \cdot R_{ПАР} &= W_{ПАР} \times \\
 &\times \left[L_{ДИФ.В}(W_{ПОСЛ} \cdot I_{Я} + W_{ПАР} \cdot I_{ПАР}) \times \right. \\
 &\left. \times \left(W_{ПОСЛ} \frac{d}{dt} I_{Я} + W_{ПАР} \frac{d}{dt} I_{ПАР} \right) \right], \\
 J \frac{d}{dt} \omega &= CI_{Я}\Phi_B \times \\
 &\times (W_{ПОСЛ} \cdot I_{Я} + W_{ПАР} \cdot I_{ПАР}) - M_C.
 \end{aligned} \right\} (11)$$

Как показали в последующем произведенные экспериментальные исследования, система уравнений (12) с достаточной для инженерных задач точностью описывает ДПТ СВ с учетом динамически изменяющихся параметров машины (дифференциальных индуктивностей якоря и возбуждения). На основе этой системы уравнений стало возможным создание уточненной имитационной модели ДПТ СВ, позволяющей учесть упомянутые параметры двигателя и предназначенной для исследования электромагнитных процессов, протекающих в тяговом двигателе постоянного тока со смешанным возбуждением.

С использованием уточненной модели был выполнен пример расчета ДПТ СВ типа ДК-210А-3 (устанавливаем на отечественном троллейбусе) [6] с номинальными параметрами, приведенными в табл. 1.

$$\left. \begin{aligned}
 U_{Я} - [C\omega\Phi_B(W_{ПОСЛ} \cdot I_{Я} + W_{ПАР} \cdot I_{ПАР}) + \\
 + I_{Я} \cdot (R_{Я} + R_{ПОСЛ})] &= \\
 &= \left(W_{Я}^2 \cdot L_{ДИФ.Я}(W_{Я} \cdot I_{Я}) + W_{ПОСЛ}^2 \times \right. \\
 &\times L_{ДИФ.В}(W_{ПОСЛ} \cdot I_{Я} + W_{ПАР} \cdot I_{ПАР}) \left. \right) \times \\
 &\times \frac{d}{dt} I_{Я} + W_{ПОСЛ} \cdot W_{ПАР} \cdot L_{ДИФ.В} \times \\
 &\times (W_{ПОСЛ} \cdot I_{Я} + W_{ПАР} \cdot I_{ПАР}) \frac{d}{dt} I_{ПАР}, \\
 U_{Я} - I_{ПАР} \cdot R_{ПАР} &= W_{ПАР}^2 \cdot L_{ДИФ.В} \times \\
 &\times (W_{ПОСЛ} \cdot I_{Я} + W_{ПАР} \cdot I_{ПАР}) \frac{d}{dt} I_{ПАР} + \\
 &+ W_{ПАР} \cdot W_{ПОСЛ} \cdot L_{ДИФ.В} \times \\
 &\times (W_{ПОСЛ} \cdot I_{Я} + W_{ПАР} \cdot I_{ПАР}) \frac{d}{dt} I_{Я}, \\
 J \frac{d}{dt} \omega &= CI_{Я}\Phi_B \times \\
 &\times (W_{ПОСЛ} \cdot I_{Я} + W_{ПАР} \cdot I_{ПАР}) - M_C.
 \end{aligned} \right\} (12)$$

Таблица 1. Номинальные параметры двигателя ДК-210А-3

Наименование параметра, размерность	Значение
Мощность, кВт	110
Напряжение, В	550
Частота вращения, об/мин	1500
Ток якоря, А	185
Сопротивление обмотки якоря, Ом	0,062
Сопротивление обмотки параллельного возбуждения, Ом	380
Сопротивление обмотки последовательного возбуждения, Ом	0,192
Число витков параллельной обмотки возбуждения, витков (одной катушки)	380
Число витков последовательной обмотки возбуждения, витков (одной катушки)	24

Конструктивные геометрические размеры двигателя ДК-210А-3 (в миллиметрах) показаны на рис. 4.

В качестве материалов для двигателя использованы следующие: для станины двигателя – сталь 2013, для якоря – слаболегированная сталь Э12, для основных и дополнительных полюсов – листовая сталь (Ст3) толщиной (1-2) мм. Кривые намагничивания для указанных материалов заимствованы из [7]. При помощи программы расчета магнитных полей ELCUT [5], исходя из геометрических размеров применяемых материалов двигателя, произведены расчеты зависимостей: $\Phi_{Я} = f(W_{Я} \cdot I_{Я})$ и $\Phi_{В} = f(W_{ПОСЛ} \cdot I_{Я} + W_{ПАР} \cdot I_{ПАР})$.

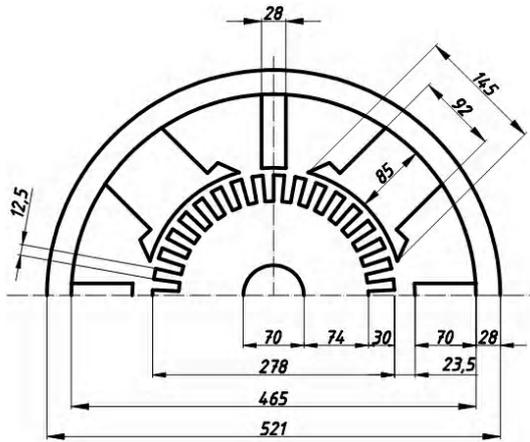


Рис. 4. Геометрические размеры двигателя ДК-210А-3
Данные расчета сведены в табл. 2 и 3.

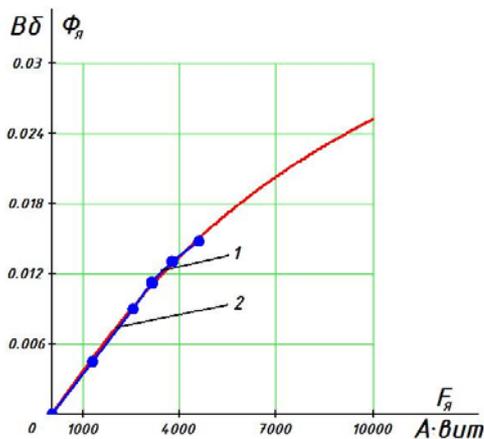
Таблица 2. Рассчитанные зависимости $\Phi_{Я} = f(W_{Я} \cdot I_{Я})$

$\Phi_{Я}, Вб$	0	0,0045	0,009	0,0112	0,0131	0,0148
$F_{Я}, А/м^2$	0	1250	2500	3125	3750	4563

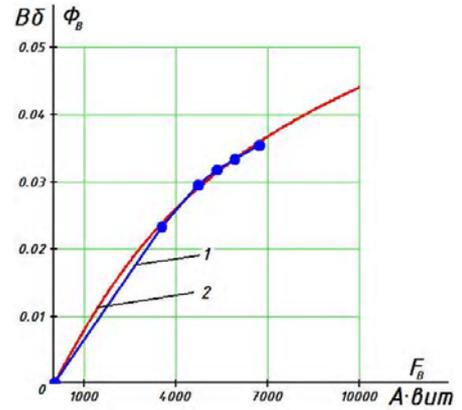
Таблица 3. Рассчитанные зависимости $\Phi_{В} = f(W_{ПОСЛ} \cdot I_{Я} + W_{ПАР} \cdot I_{ПАР})$

$\Phi_{В}, Вб$	0	0,0233	0,0296	0,0317	0,0334	0,0355
$F_{В}, А/м^2$	0	3525	4725	5325	5925	6705

На основании расчетных данных из табл. 2 и табл. 3 построим характеристики намагничивания (показаны на рис. 5, а, б жирными точками в виде кривой 1). Произведем аппроксимацию этих характеристик намагничивания гиперболическим арксинусом, выполненную при помощи пакета MathCAD [8] (показаны на рис. 5, а, б сплошной линией в виде кривой 2).



а)



б)

Рис. 5. Кривые намагничивания двигателя ДК-210А-3:
а – для $\Phi_{Я} = f(F_{Я})$; б – для $\Phi_{В} = f(F_{В})$

С учетом аппроксимированных значений кривых намагничивания двигателя, показанных на рис. 5, рассчитаем из соотношений (6) и (9) и построим на рис. 6 кривые изменения дифференциальных индуктивностей якоря и возбуждения.

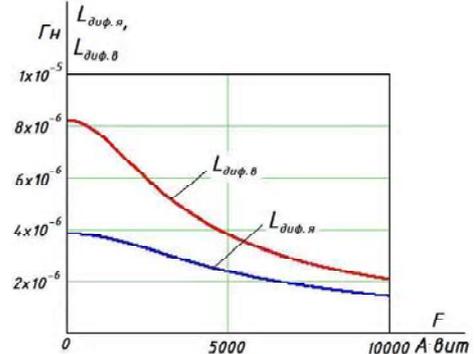


Рис. 6. Графики изменения дифференциальных индуктивностей якоря и возбуждения двигателя ДК-210А-3

С помощью программы MathCAD [8] методом Рунге-Кутты решим систему дифференциальных уравнений (12). По рассчитанным результатам построим на рис. 7 графики переходных электромеханических процессов разгона двигателя ДК-210А-3 с линейно изменяющимся моментом сопротивления вида: $M_C = M_{СН} + 0,1M_{СН}(\omega/\omega_H)$, где $M_{СН}$ – номинальный момент сопротивления двигателя; ω_H – номинальная скорость двигателя.

Выводы

Созданная имитационная модель ДПТ СВ точнее всех существующих производит расчет электромеханических переходных процессов в данном двигателе, поскольку в отличие от всех известных учитывает геометрические размеры элементов двигателя, типы примененных материалов, а также влияние изменения дифференциальных индуктивностей данного двигателя. Как показали экспериментальные исследования с двигателем ДК-210А-3, отличие рассчитанных на модели электромеханических переходных процессов от экспериментальных не превышает (5–8)%.

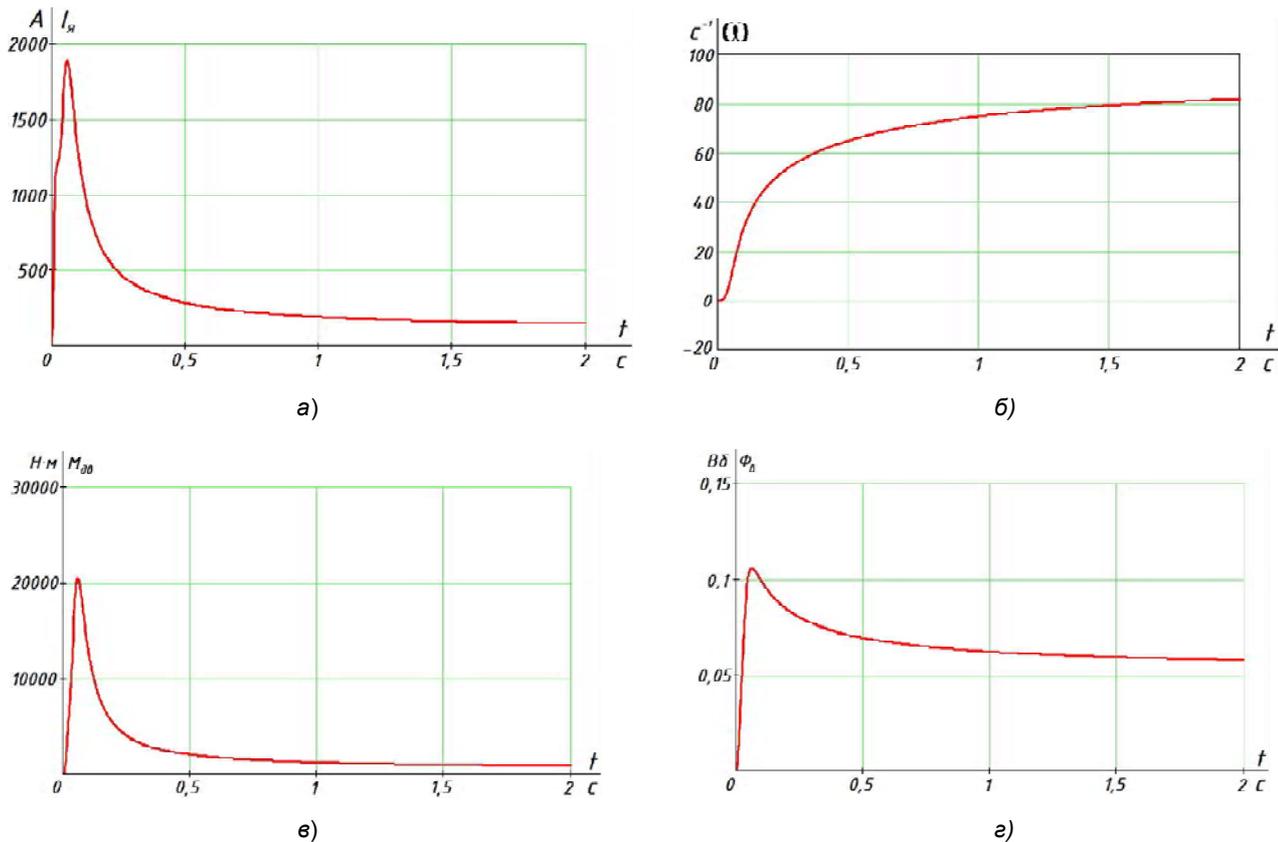


Рис. 7. Графики переходных электромеханических процессов при разгоне двигателя ДК-210А-3 (а – ток якоря; б – скорость; в – электромагнитный момент; г – магнитный поток возбуждения)

Перечень ссылок

1. Андреев В. П., Сабинин Ю. А. Основы электропривода. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1963. – 772 с.
2. Андриенко П. Д., Каплиенко А. О., Шило С. И., Немудрый И. Ю. Исследование динамики серийного электродвигателя с различными импульсными схемами регулирования // Электротехника та електроенергетика. – 2007. – № 1. – С4–8.
3. Вольдек А. И. Электрические машины. Учебник для студентов высш. техн. учебн. заведений. Изд. 2-е, перераб. и доп. – Л.: Энергия, 1974. – 839 с.
4. Постников И. М. Проектирование электрических машин. – К.: ГИТЛ УССР, 1952. – 910 с.
5. ELCUT. Моделирование двумерных полей методом конечных элементов. Версия 4.2. Руководство пользователя. – СПб.: ПК TOP, 2000. – 130 с.
6. Вишник Г. В., Шабалин В. И., Осипов И. Г. Троллейбус пассажирский ЗиУ-682Б. – М.: Транспорт, 1977. – 208 с.
7. Проектирование электрических машин: Учеб. пособие для вузов / И. П. Копылов, Ф. А. Горяинов, Б. К. Клоков и др. – М.: Энергия, 1980. – 496 с.
8. Гурский Д. А., Турбина Е. С. Вычисление в MathCAD12. – СПб.: Питер, 2006. – 544 с.

Поступила в редакцию 19.06.08 г.

З використанням пакетів програм ELCUT і MathCAD розроблена уточнена модель електродвигуна постійного струму зі змішаним збудженням і виконаний з її використанням приклад розрахунку електромеханічних процесів тягового двигуна постійного струму для вітчизняного тролейбуса.

With the use of software packages of ELCUT and MathCAD the specified model of DC electric motor with the mixed excitation is developed and the example of calculation of electromechanics processes of DC traction motor is executed with its use for a domestic trolleybus.

Прогнозирующее релейно-векторное регулирование статорного тока в асинхронном электроприводе с упрощенным двухзвенным непосредственным преобразователем частоты

Предложено усовершенствованное прогнозирующее релейно-векторное регулирование статорного тока для асинхронного электропривода с упрощенным двухзвенным непосредственным преобразователем частоты, для которого методом имитационного моделирования проведено исследование быстродействия отработки статорного тока и выполнено сравнение с оптимальным по быстродействию регулированием.

В последние годы во всем мире и в Украине ведутся интенсивно работы по созданию частотно-регулируемых асинхронных электроприводов (ЧРАЭП) с новыми видами статических преобразователей частоты. Одним из таких наиболее привлекательных преобразователей частоты является упрощенный двухзвенный непосредственный преобразователь частоты (УДНПЧ), отличающийся возможностью двухстороннего обмена электрической энергией с питающей сетью и относительной технической простотой (содержит в своем составе двенадцать полностью управляемых силовых полупроводниковых ключей типа: MOSFET, IGBT, GTO или IGCT, – шунтированных обратными диодами) [1].

К сожалению, вопросам управления таким типом преобразователя частоты и векторного регулирования статорного тока применительно к ЧРАЭП с УДНПЧ посвящено очень мало работ [2, 3]. При этом данное управление и регулирование существенно отличается от широко рассмотренного в зарубежной и отечественной научно-технической литературе управления и регулирования, применяемого для ЧРАЭП, выполненного на основе автономного инвертора напряжения (АИН) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Это связано, во-первых, с отсутствием емкостного фильтра в звене постоянного тока УДНПЧ, что требует создания таких алгоритмов управления силовыми ключами активного выпрямителя и инвертора, которые гарантированно защищают упомянутые силовые ключи от перенапряжений на них. Такое управление достигается открытием силовых ключей активного выпрямителя в тех фазах, в которых присутствуют максимальное и минимальное текущие напряжения [3], и применением бестокового переключения силовых ключей активного выпрямителя [4], реализуемого посредством кратковременного замыкания трех силовых ключей в одном полюсе инвертора.

Другая важная особенность УДНПЧ состоит в происхождении в нем модуляции (вызванной текущими сетевыми напряжениями) выходного напряжения активного выпрямителя, что затрудняет (усложняет) применение известной векторной ШИМ с явно выраженными модуляторами при качественном регулировании статорного тока двигателя в данном ЧРАЭП (по-

скольку требуется принятие специальных мер по исключению указанной модуляции [3]). В связи с этим наиболее эффективное регулирование статорных токов в ЧРАЭП с УДНПЧ осуществляется при применении прогнозирующего релейно-векторного управления [2]. Однако, при этом известное оптимальное по быстродействию релейно-векторное токовое управление из [2] характеризуется повышенной частотой переключений силовых ключей УДНПЧ (в том числе – в стационарных режимах). Поэтому является актуальным и востребованным практикой дальнейшее совершенствование векторного регулирования статорного тока в ЧРАЭП с УДНПЧ.

Целью статьи является разработка усовершенствованного прогнозирующего релейно-векторного регулирования статорного тока двигателя для ЧРАЭП с УДНПЧ, характеризующегося близким к предельному быстродействию – в переходных режимах и пониженной частотой переключения силовых ключей инвертора – в стационарных режимах, а также – исследование качества указанного регулирования статорного тока и сравнение его с предельным по быстродействию релейно-векторным управлением.

На рис. 1 показана функциональная схема регулирования статорного тока ЧРАЭП с УДНПЧ, которая содержит в своем составе: трехфазный УДНПЧ, состоящий из активного выпрямителя АВ (на силовых ключах V_1-V_6) и автономного инвертора напряжения (АИН), выполненного на силовых ключах V_7-V_{12} ; сетевой фильтр Ф; асинхронный двигатель АД; системы управления активным выпрямителем СУАВ и инвертором СУИ; систему векторного регулирования СВРТ, блок идентификации параметров БИП; блок датчиков тока БДТ; блок датчиков сетевого напряжения БДСН и вычислитель напряжения ВН. Разработанная авторами для схемы на рис. 1 система векторного регулирования статорного тока (СВРТ) представлена на рис. 2 и состоит из: вычислителя отклонений (ВО) проекций статорного тока, вычислителя выходного напряжения (ВВН) преобразователя частоты, вычислителя результирующего напряжения (ВРН), блока оптимального управления (БОУ) и прямых координатных преобразователей (КП1 и КП2).

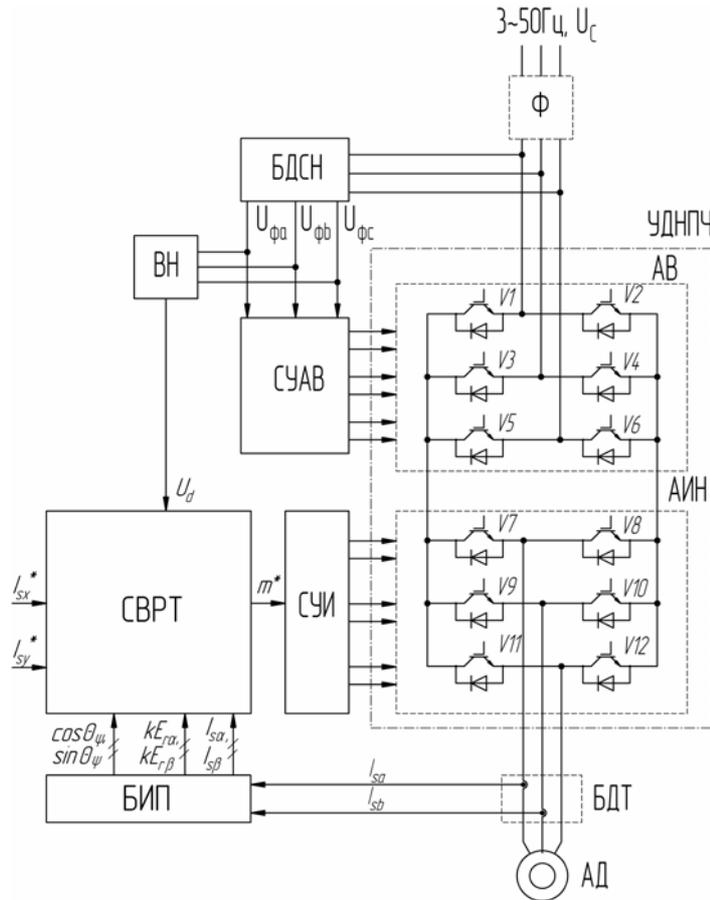


Рис. 1. Функциональная схема асинхронного электропривода с УДНПЧ

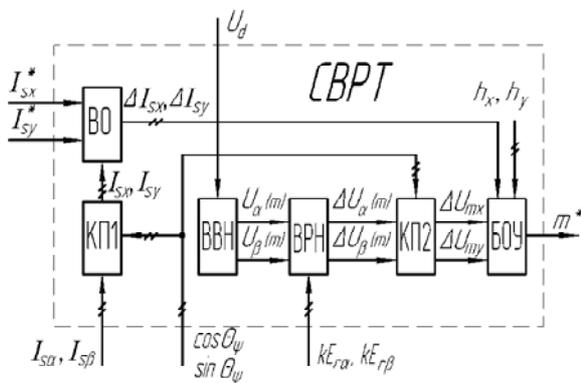


Рис. 2. Функциональная схема СВРТ для ЧРАЭП с УДНПЧ

Посредством показанной на рис. 2 функциональной схемы СВРТ были реализованы два способа прогнозирующего релейно-векторного регулирования статорного тока двигателя в ЧРАЭП с УДНПЧ: оптимальное по быстродействию [2] и предложенное усовершенствованное (характеризующееся близким к оптимальному по быстродействию – в переходных режимах и пониженной частотой переключения силовых ключей АИН – в стационарных режимах) управление. Входными сигналами СВРТ являются: сигналы задания основных гармонических намагничивающей I_{sx}^* и активной I_{sy}^* проекций обобщенного вектора ста-

торного тока двигателя; поступающее из вычислителя ВН (в схеме на рис. 1) выходное напряжение U_d активного выпрямителя; поступающие (согласно схеме на рис. 1) с выходов блока идентификации параметров БИП ортогональные проекции $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$ и $kE_{r\alpha}$, $kE_{r\beta}$ обобщенных векторов соответственно статорного тока и приведенной (к статору) ЭДС ротора АД, гармонических функций $\cos \Theta_\psi$ и $\sin \Theta_\psi$ от аргумента обобщенного вектора потокосцепления ротора двигателя. Выходной сигнал m^* СВРТ поступает на вход системы управления инвертором СУИ и служит для задания необходимой комбинации открытых и закрытых силовых ключей автономного инвертора напряжения АИН (в схеме рис. 1).

Функционирование системы векторного регулирования статорного тока (СВРТ), приведенной на рис. 2, осуществляется следующим образом. В любой момент времени в схеме АИН (рис. 1) одновременно открыты всегда три силовых ключа (в соответствии с рабочими комбинациями силовых ключей, показанными в [5]). При этом общее возможное количество различных комбинаций открытых и закрытых состояний трехфазного АИН равно восьми; причем, шесть из них характеризуются ненулевыми значениями создаваемых обобщенных векторов выходного напряжения, а оставшиеся два – нулевыми значениями этих обобщенных векторов).

Через проекции $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$ статорного тока и гармо-

нические функции $\cos \Theta_\Psi$, $\sin \Theta_\Psi$ посредством прямого координатного преобразователя КП1 находятся из соотношений [5]:

$$\left. \begin{aligned} I_{sx} &= I_{s\alpha} \cos \Theta_\Psi + I_{s\beta} \sin \Theta_\Psi \\ I_{sy} &= I_{s\beta} \cos \Theta_\Psi - I_{s\alpha} \sin \Theta_\Psi \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

фактические текущие значения ортогональных проекций I_{sx} , I_{sy} обобщенного вектора статорного тока на оси вращающейся ортогональной координатной системы «x-y» (связанной вещественной осью «x» с обобщенным вектором потокосцепления $\bar{\Psi}_r$ ротора двигателя).

Вычислителем ВО из соотношения

$$\left. \begin{aligned} \Delta I_{sx} &= I_{sx}^* - I_{sx} \\ \Delta I_{sy} &= I_{sy}^* - I_{sy} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

определяются отклонения ΔI_{sx} , ΔI_{sy} фактических проекций I_{sx} , I_{sy} статорного тока от их заданных значений I_{sx}^* , I_{sy}^* (соответствующих заданному обобщенному вектору $\bar{I}_s^* = I_{sx}^* + jI_{sy}^*$ статорного тока двигателя).

При этом для всех возможных состояний силовых ключей АИН из [5] посредством вычислителя ВВН рассчитываются ортогональные проекции $U_{s\alpha}(m)$, $U_{s\beta}(m)$ на оси неподвижной относительно статора координатной системы «a-b» создаваемых (всего $N = 7$) обобщенных векторов выходного напряжения $\bar{U}_s(m)$ УДНПЧ. Принимая во внимание принятое в [5] условное обозначение номером m комбинаций открытых и закрытых силовых ключей трехфазного АИН (входящего в состав УДНПЧ), нахождение соответствующих (для указанной m -ой комбинации силовых ключей) значений ортогональных проекций $U_{s\alpha}(m)$, $U_{s\beta}(m)$ обобщенного вектора выходного напряжения осуществляется с учетом [5] из следующих зависимостей:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_s(m) &= U_s(m)e^{j\Theta(m)} = U_{s\alpha}(m) + jU_{s\beta}(m), \\ U_{s\alpha}(m) &= U_s(m)\cos\Theta(m) = \\ &= \frac{2}{3} \left\{ 1 - \left[\frac{m}{7} \right]^* \right\} U_d \cos \left[\frac{\pi(m-1)}{3} \right], \\ U_{s\beta}(m) &= U_s(m)\sin\Theta(m) = \\ &= \frac{2}{3} \left\{ 1 - \left[\frac{m}{7} \right]^* \right\} U_d \sin \left[\frac{\pi(m-1)}{3} \right] \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

В зависимостях (3) используются следующие обозначения: $U_s(m)$ и $\Theta(m)$ – соответственно модуль и аргумент (отсчитываемый от неподвижной геомет-

рической оси «a» статорной обмотки фазы «a» двигателя) обобщенного вектора $\bar{U}_s(m)$; $[\]^*$ – обозначает математическую операцию выделения наибольшей целой части числа; $m = 1, 2, \dots, N$ – натуральное число, характеризующее номер реализуемой комбинации открытых и закрытых силовых ключей АИН в УДНПЧ (где $N = 7$).

Через определенные значения $U_{s\alpha}(m)$, $U_{s\beta}(m)$ и поступающие из блока идентификации параметров БИП (рис. 2) текущие значения $kE_{r\alpha}$, $kE_{r\beta}$ ортогональных проекций (на оси той же неподвижной относительно статора координатной системы «a-b») обобщенного вектора $k\bar{E}_r$ приведенной (к статору) ЭДС ротора двигателя рассчитываются вычислителем ВРН в виде:

$$\left. \begin{aligned} \Delta U_\alpha(m) &= U_{s\alpha}(m) - kE_{r\alpha} \\ \Delta U_\beta(m) &= U_{s\beta}(m) - kE_{r\beta} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

проекции на оси упомянутой неподвижной координатной системы результирующего обобщенного вектора напряжения

$$\Delta \bar{U}(m) = \bar{U}_s(m) - k\bar{E}_r = \Delta U_\alpha(m) + j\Delta U_\beta(m) \quad (5)$$

С помощью прямого координатного преобразователя КП2 [5] находятся проекции $\Delta U_x(m)$, $\Delta U_y(m)$ результирующего обобщенного вектора напряжения $\Delta \bar{U}(m)$ на оси вращающейся ортогональной системы «x-y» (ориентированной вещественной осью «x» по обобщенному вектору потокосцепления ротора $\bar{\Psi}_r$ АД) в виде:

$$\left. \begin{aligned} \Delta U_x(m) &= \Delta U_\alpha(m)\cos\Theta_\Psi + \Delta U_\beta(m)\sin\Theta_\Psi \\ \Delta U_y(m) &= \Delta U_\beta(m)\cos\Theta_\Psi - \Delta U_\alpha(m)\sin\Theta_\Psi \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Предложенное усовершенствованное прогнозирующее релейно-векторное управление отличается от рассмотренного в [2] быстродействующего управления функционированием блока оптимального управления только (БОУ). Для осуществления при усовершенствованном прогнозирующем управлении анализа функционирования БОУ (характеризующегося диаграммой на рис. 3) предварительно разобьем координатную плоскость (рис. 3) на четыре области (квадранты). Обозначим эти области условно буквами соответственно: I квадрант – «А»; II квадрант – «В»; III квадрант – «С»; IV квадрант – «D». В зависимости от значений отклонений ΔI_{sx} , ΔI_{sy} проекций статорного тока дополнительно разобьем рассматриваемые квадранты на подобласти с помощью вертикальных и горизонтальных прямых, проведенных через значения абсцисс: $-\infty, -2h_x, -h_x, 0, +h_x, +2h_x, +\infty$ и ординат: $-\infty, -2h_y, -h_y, 0, +h_y, +2h_y, +\infty$ соответственно.

Алгоритм функционирования блока оптимального управления (БОУ) при усовершенствованном прогнозирующем релейно-векторном управлении заключается в следующем:

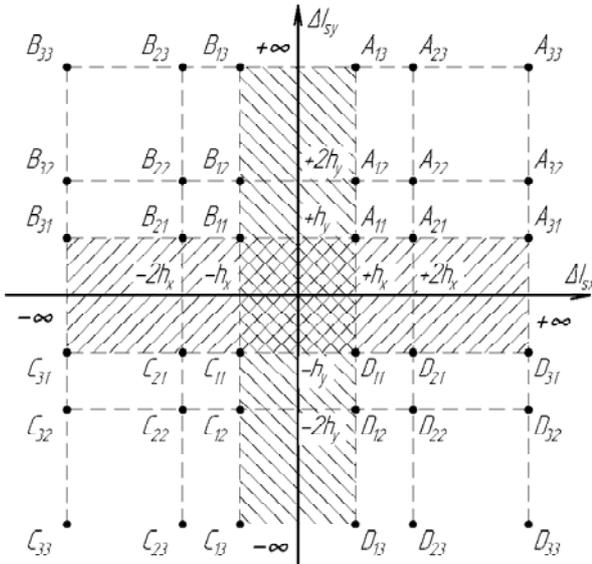


Рис. 3. Диаграмма, иллюстрирующая усовершенствованное прогнозирующее релейно-векторное регулирование статорного тока (где $-h_x$ и $+h_x$, $-h_y$ и $+h_y$ – границы внутренних заданных токовых «коридоров»; $-2h_x$ и $+2h_x$, $-2h_y$ и $+2h_y$ – границы внешних заданных токовых «коридоров»)

а) для подобласти $A_{11}-B_{11}-C_{11}-D_{11}$ сохраняется неизменная комбинация состояний силовых ключей инвертора:

$$m^* = m^{**}, \quad (7)$$

где m^{**} – текущее значение комбинации силовых ключей инвертора;

б) для подобласти $A_{11}-A_{12}-B_{12}-B_{11}$ выбираются комбинации силовых ключей инвертора, удовлетворяющих условию:

$$\text{sign}(\Delta I_{sy}) = \text{sign}[\Delta U_{sy}(m)] \quad \text{где } m = 1, 2, \dots, 7; \quad (8)$$

– если совместно с условием (7) выполняется следующее условие:

$$\text{sign}(\Delta I_{sy}) = \text{sign}[\Delta U_{sy}(m^{**})], \quad (9)$$

то остаются неизменными состояния силовых полупроводниковых ключей:

$$m^{**} = \text{const}; \quad (10)$$

– при нарушении выполнения условий (8) и (9) проверяется выполнение одновременно условия (8) с соотношением:

$$\text{sign}(\Delta I_{sy}) = \text{sign}[\Delta U_{sy}(m=7)], \quad (11)$$

после чего открываются принудительно три силовых ключа в анодной или катодной группах автономного инвертора напряжения;

– в случае нарушения одновременного выполнения условий (8) и (11), выбирается такая комбинация силовых ключей инвертора, которая удовлетворяет

следующему соотношению:

$$\text{sign}[\Delta U_{sy}(m)] \cdot \Delta U_{sy}(m) = \max; \quad (12)$$

в) для подобласти $A_{13}-A_{12}-B_{12}-B_{13}$: выбирается такая комбинация силовых ключей инвертора, которая удовлетворяет условию (8) и соотношению (12);

г) для подобласти $A_{11}-A_{12}-A_{22}-A_{21}$ выбираются комбинации силовых ключей инвертора, удовлетворяющие условиям:

$$\left. \begin{aligned} \text{sign}(\Delta I_{sx}) &= \text{sign}[\Delta U_{sx}(m)] \\ \text{sign}(\Delta I_{sy}) &= \text{sign}[\Delta U_{sy}(m)] \end{aligned} \right\}, \quad \text{где } m = 1, 2, \dots, 7; \quad (13)$$

– если совместно с условием (13) выполняются следующие соотношения:

$$\left. \begin{aligned} \text{sign}(\Delta I_{sx}) &= \text{sign}[\Delta U_{sx}(m^{**})] \\ \text{sign}(\Delta I_{sy}) &= \text{sign}[\Delta U_{sy}(m^{**})] \end{aligned} \right\}, \quad (14)$$

то остаются согласно (10) неизменными состояния силовых полупроводниковых ключей инвертора;

– при нарушении упомянутых условий (13) и (14) проверяется выполнение одновременно условия (13) с соотношением (11), после чего открываются одновременно три силовых ключа в анодной или катодной группах инвертора;

– в случае невыполнения условий (13) и (11) выбирается такая комбинация силовых ключей инвертора, которая удовлетворяет одновременно условию (13) и соотношению (12);

д) для подобласти $A_{13}-A_{23}-A_{22}-A_{12}$ выбирается комбинация силовых ключей инвертора, удовлетворяющая условиям (13);

– если совместно с условием (13) выполняется соотношение (14), то остаются неизменными согласно (10) состояния силовых полупроводниковых ключей инвертора;

– при невыполнении условий (13) и (14) выбирается такая комбинация силовых ключей инвертора, которая одновременно удовлетворяет условию (13) и соотношению (12);

е) для подобласти $A_{33}-A_{23}-A_{22}-A_{32}$ выбирается комбинация силовых ключей инвертора, удовлетворяющая условиям (13) и соотношению (12);

ж) алгоритмы управления для областей B, C и D идентичны рассмотренным алгоритмам для области A (с тем лишь отличием, что при управлении для областей B и D изменяются оси координатной системы: ось «x» на ось «y»; при этом в соотношениях (8)–(12) вместо индекса «y» следует принимать индекс «x» и наоборот);

з) в случае невыполнения соотношений (13) вводится поправочный коэффициент ξ в последние два соотношения из системы уравнений (4) в виде:

$$\left. \begin{aligned} \Delta U_x(m^*) &= U_{sx}(m^*) - kE_{rx} + \xi, \\ \Delta U_y(m^*) &= U_{sy}(m^*) - kE_{ry} + \xi \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

который определяется следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \xi &= \max(\xi_x; \xi_y), \\ \xi_x &= \max[\text{sign}(\Delta I_{sx}) \cdot \Delta U_{sx}] \\ \text{при } \text{sign}(\Delta I_{sx}) \cdot \Delta U_{sx} < 0, \\ \xi_y &= \max[\text{sign}(\Delta I_{sy}) \cdot \Delta U_{sy}] \\ \text{при } \text{sign}(\Delta I_{sy}) \cdot \Delta U_{sy} < 0 \end{aligned} \right\}; \quad (16)$$

такое управление обеспечивает одному из отклонений проекции (ΔI_{sx} или ΔI_{sy}) возвращение в заданной для нее токовой «коридор» (с шириной h_x или h_y), а для другого отклонения – минимальное изменение текущего значения.

На рис. 4 – рис. 9 представлены результаты моделирования отработки активной проекции статорного тока в ЧРАЭП с УДНПЧ при быстродействующем из [2] и предложенном усовершенствованном прогнозирующем релейно-векторном управлении. Моделирование проводилось на имитационной модели указанного электропривода [6] с электродвигателем 4A132S6Y3 (мощностью 5,5 кВт) при использовании рассмотренных выше алгоритмов быстродействующе-

го и усовершенствованного релейно-векторного управления статорным током. Моделирование быстродействующего прогнозирующего релейно-векторного управления выполнялось для ширины токовых «коридоров»: $h_x = h_y = 0,5$ А, а усовершенствованного управления – при двух значениях токовых «коридоров»: $h_x = h_y = 0,5$ А и $h_x = h_y = 0,25$ А.

На данных рисунках показаны рассчитанные электромагнитные процессы: электромагнитного момента M и модуля I_s обобщенного вектора статорного тока, фазных статорных токов I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} и фазного статорного напряжения U_{sa} двигателя, – при ступенчатом изменении (в момент времени $t = 0,001$ с) сигнала задания активной составляющей I_{sy}^* статорного тока. Результаты сравнения времени отработки статорного тока и частоты переключения силовых ключей инвертора в установившемся режиме работы ЧРАЭП с УДНПЧ приведены в табл. 1 и табл. 2. Для сравнения было проведено моделирование отработки статорного тока в ЧРАЭП с УДНПЧ без учета и с учетом сетевого фильтра [6], служащего для повышения коэффициента мощности электропривода.

Таблица 1. Время отработки при прогнозирующем релейно-векторном управлении

Активная составляющая статорного тока		Вид управления (оптимальное по быстродействию или усовершенствованное)	Время отработки, мс		
			Относительная скорость двигателя, о.е.		
Значение	Полярность		0	0,5	0,9
Однократное	+	оптимальное	0,5	0,9	9,7
		усовершенствованное	0,6	1,1	2,3
	-	оптимальное	0,5	0,4	0,2
		усовершенствованное	0,6	0,4	0,3
Двукратное	+	оптимальное	1,1	3,1	11
		усовершенствованное	1,1	1,6	5,6
	-	оптимальное	1,05	0,7	0,5
		усовершенствованное	1,1	0,7	0,6

Таблица 2. Частота переключения силовых ключей в стационарных режимах при прогнозирующем релейно-векторном управлении

Момент нагрузки (по отношению к номинальному)	Вид управления (оптимальное по быстродействию или усовершенствованное)	Ширина $h_x = h_y$, токовых «коридоров», А	Частота переключения, кГц		
			Относительная скорость двигателя, о.е.		
			0	0,5	0,9
+2	оптимальное	0,5	11,68	8,02	5,6
		0,25	5,22	3,23	3,44
	усовершенствованное	0,5	7,35	6,08	4,2
+1	оптимальное	0,5	11,38	9,03	5,68
		0,25	2,22	3,45	3,57
	усовершенствованное	0,5	5,9	7,3	4,7
0	оптимальное	0,5	12	9,79	5,96
		0,25	0,37	3,03	3,43
	усовершенствованное	0,5	1,57	6,38	5,47

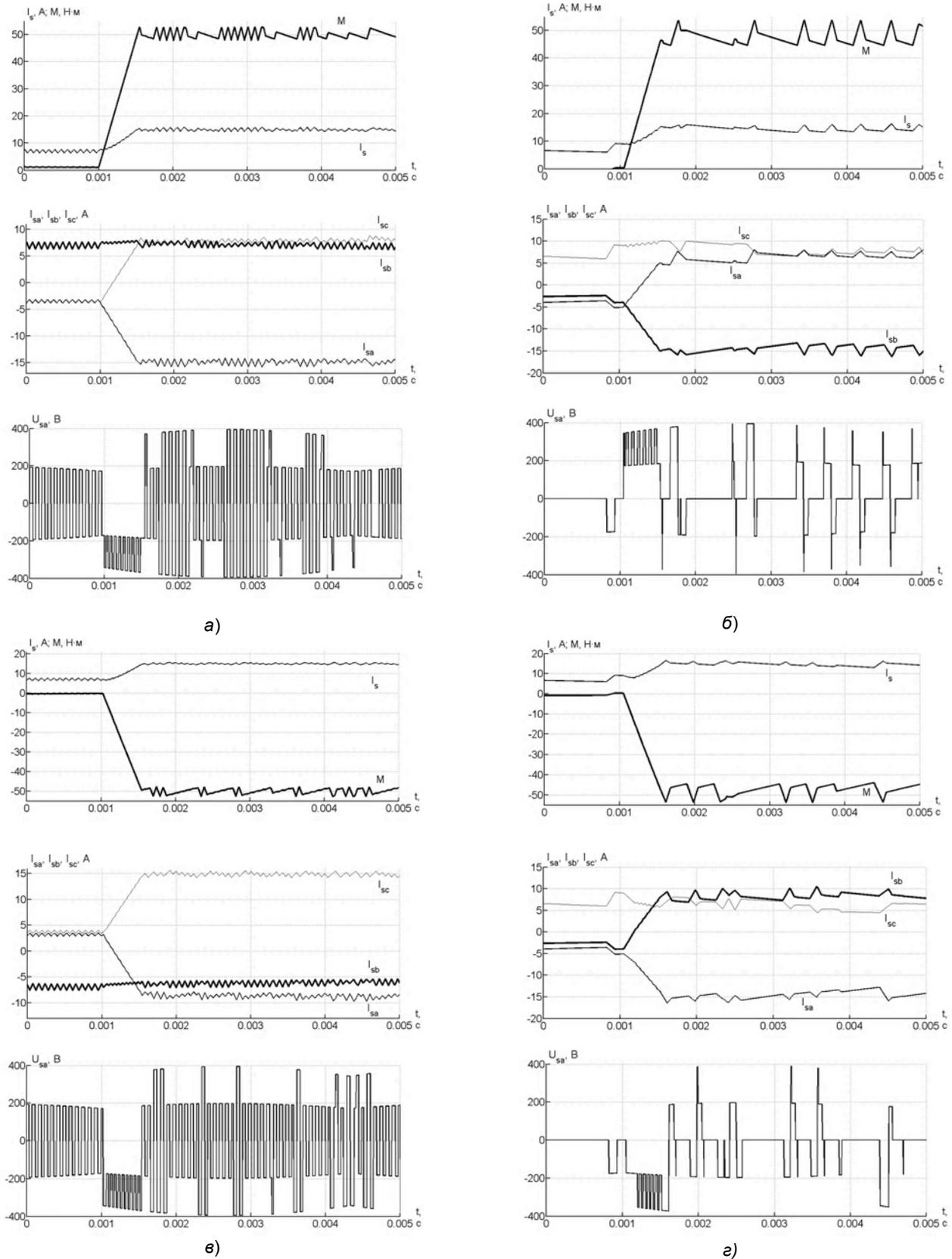


Рис. 4. Обработка однократного (от номинального) значения активной проекции вектора статорного тока при скорости двигателя, равной нулю (а, б – положительная полярность, в, г – отрицательная полярность заданной активной проекции тока; а, в – оптимальное по быстрдействию управление, б, г – усовершенствованное прогнозирующее релейно-векторное управление)

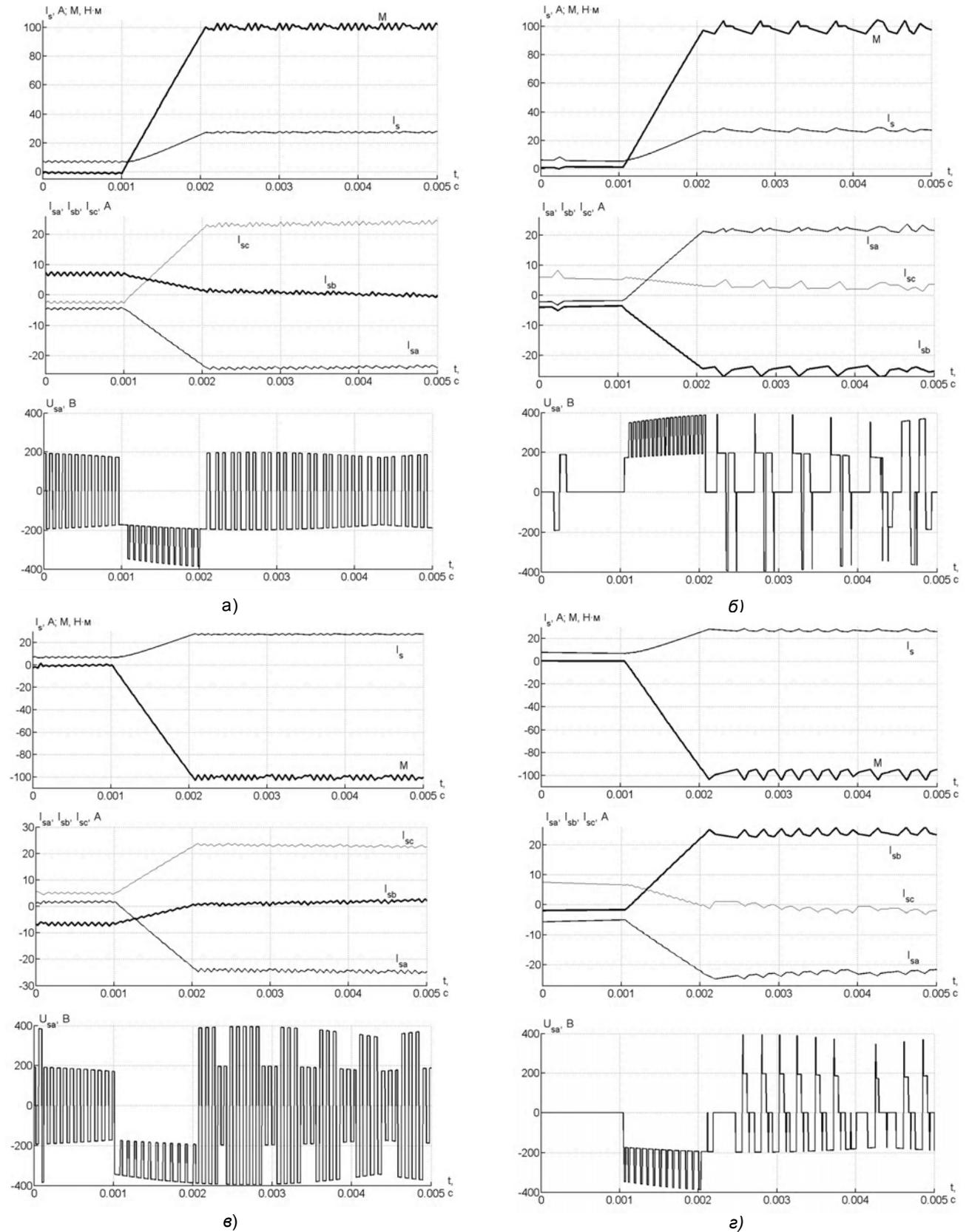


Рис. 5. Обработка двукратного (от номинального) значения активной проекции вектора статорного тока при скорости двигателя, равной нулю (а, б – положительная полярность, в, г – отрицательная полярность заданной активной проекции тока; а, в – оптимальное по быстродействию управление, б, г – усовершенствованное прогнозирующее релейно-векторное управление)

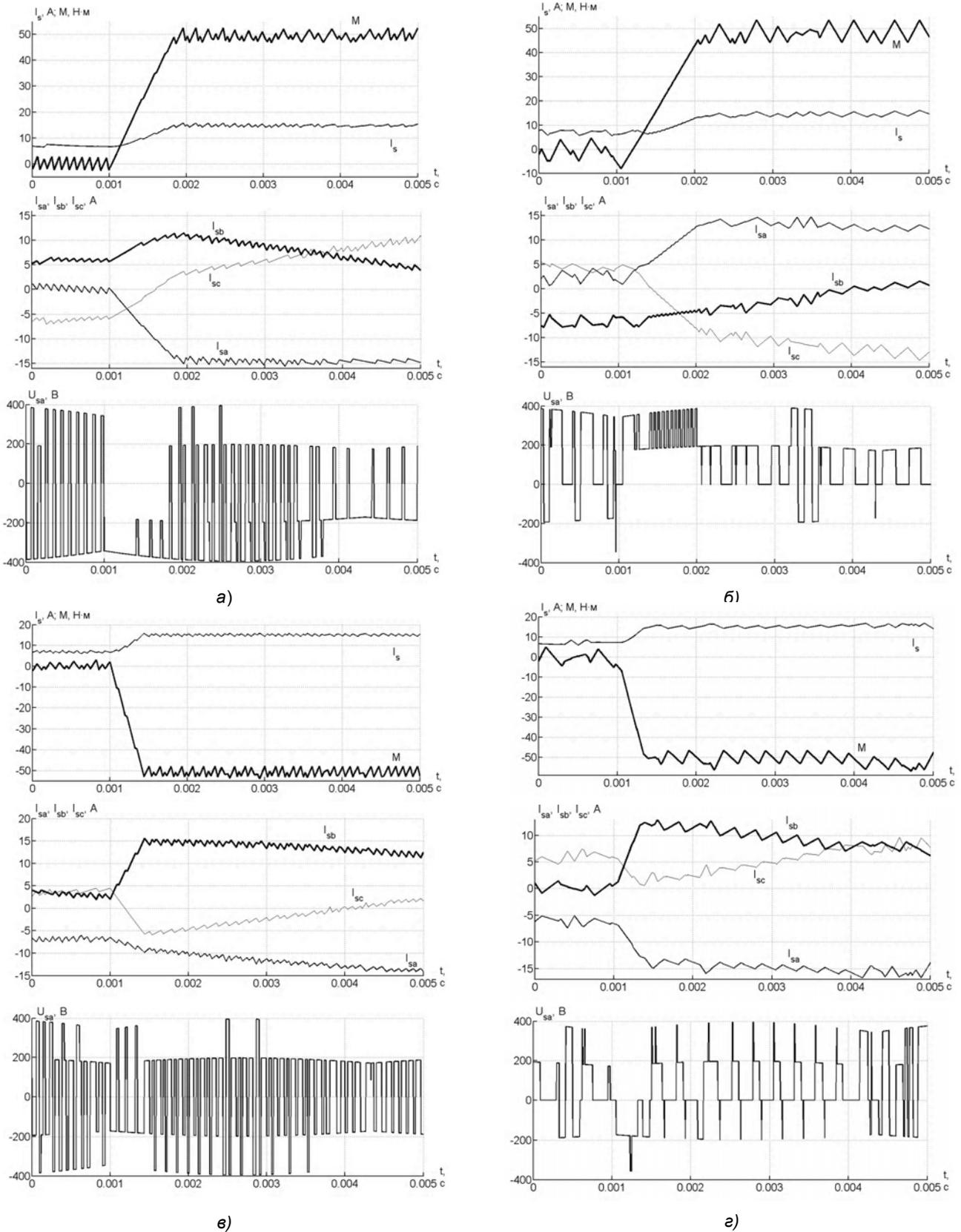


Рис. 6. Обработка однократного (от номинального) значения активной проекции вектора статорного тока при скорости двигателя, равной половине от номинальной скорости (а, б – положительная полярность, в, г – отрицательная полярность заданной активной проекции тока; а, в – оптимальное по быстродействию управление, б, г – усовершенствованное прогнозирующее релейно-векторное управление)

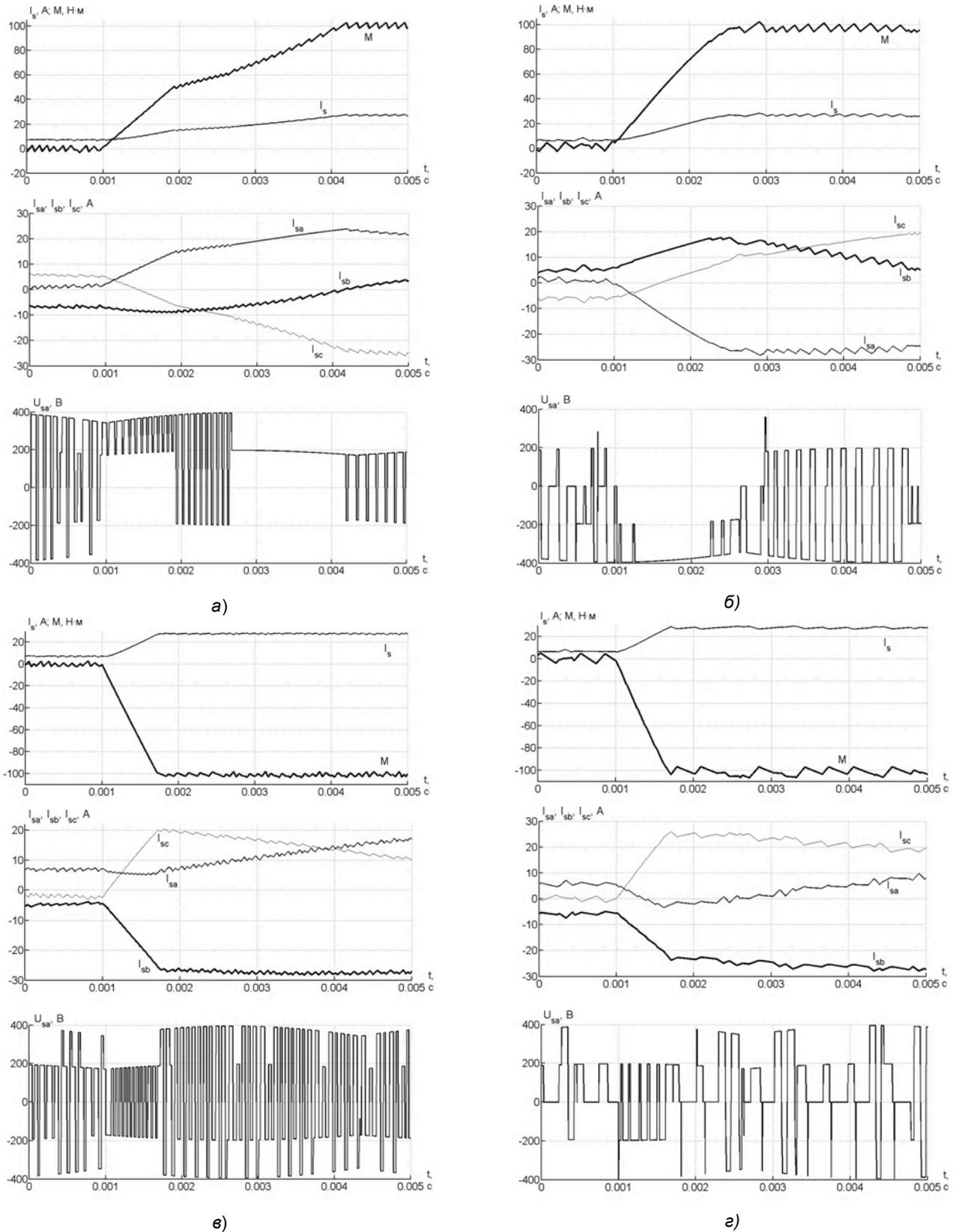


Рис. 7. Обработка двукратного (от номинального) значения активной проекции вектора статорного тока при скорости двигателя, равной половине от номинальной скорости (а, б – положительная полярность, в, г – отрицательная полярность заданной активной проекции тока; а, в – оптимальное по быстрдействию управление, б, г – усовершенствованное прогнозирующее релейно-векторное управление)

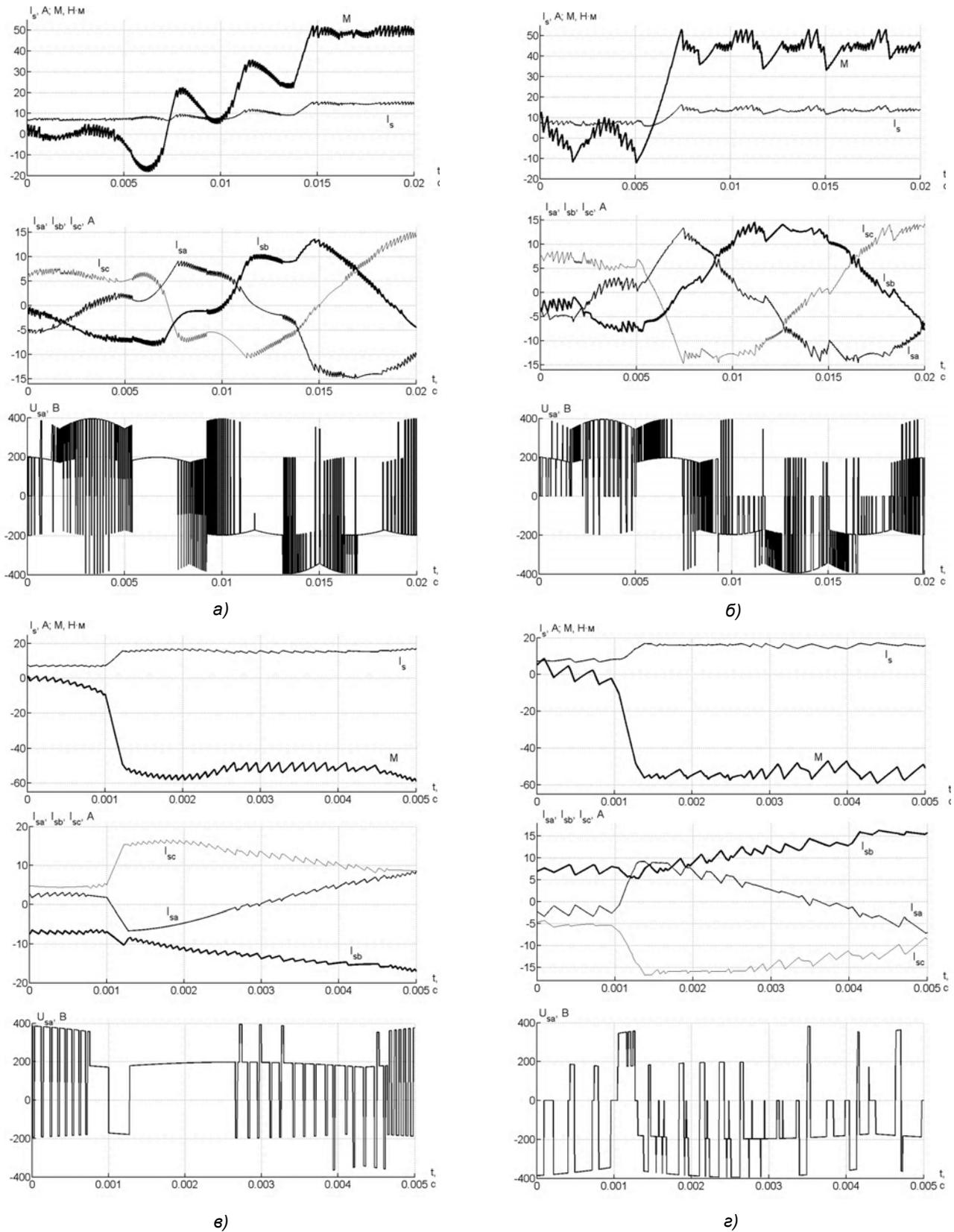


Рис. 8. Обработка однократного (от номинального) значения активной проекции вектора статорного тока при скорости двигателя, равной 0,9 от номинальной скорости (а, б – положительная полярность, в, г – отрицательная полярность заданной активной проекции тока; а, в – оптимальное по быстродействию управление, б, г – усовершенствованное прогнозирующее релейно-векторное управление)

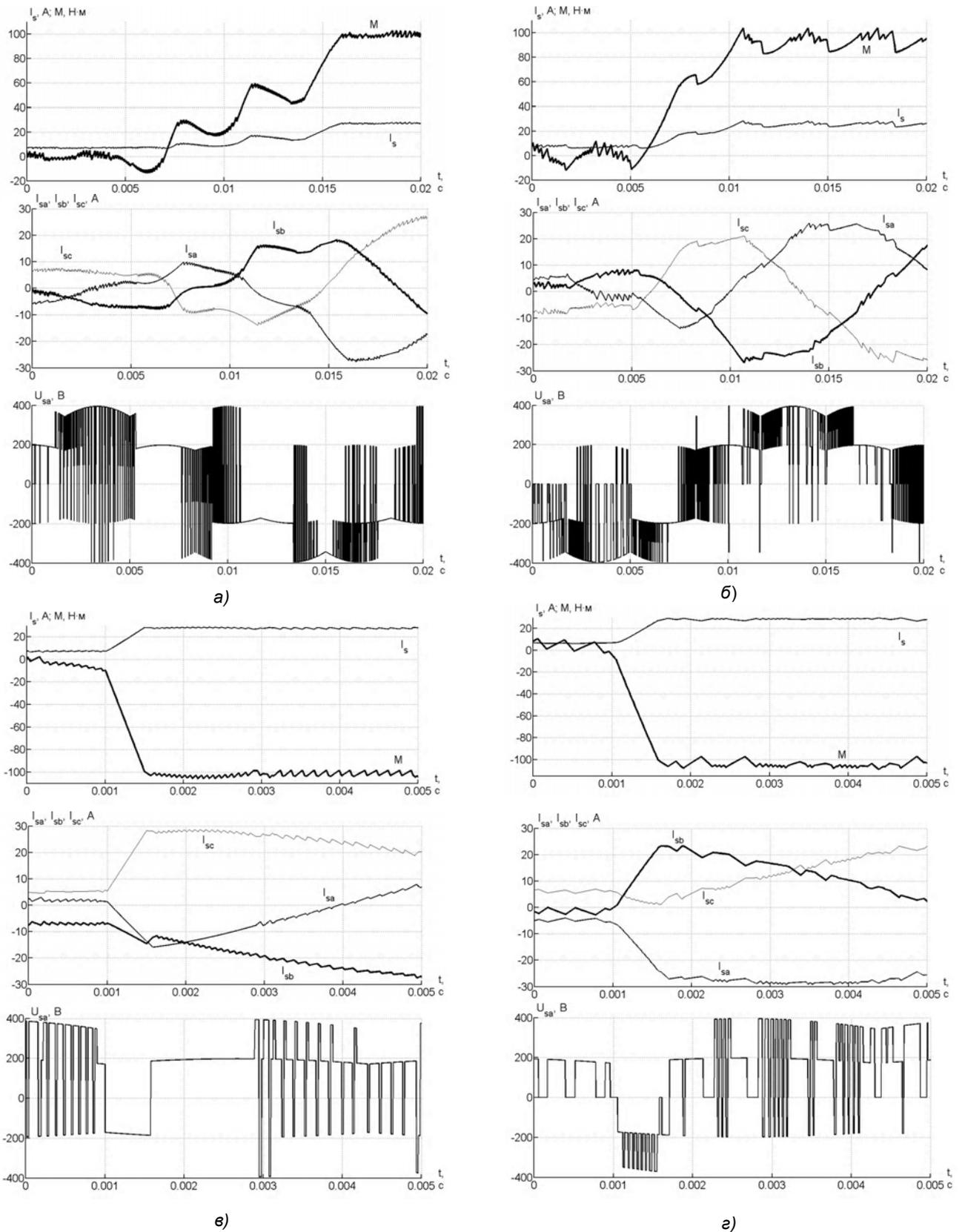


Рис. 9. Обработка двукратного (от номинального) значения активной проекции вектора статорного тока при скорости двигателя, равной 0,9 от номинальной скорости (а, б – положительная полярность, в, г – отрицательная полярность заданной активной проекции тока; а, в – оптимальное по быстродействию управление, б, г – усовершенствованное прогнозирующее релейно-векторное управление)

Выводы

1. При исследованных способах (быстродействующего и усовершенствованного) прогнозирующего релейно-векторного управления время отработки активной проекции статорного тока не является неизменной величиной, а зависит от абсолютной величины и полярности обрабатываемого значения указанной проекции, а также – от текущего значения скорости двигателя. При этом с увеличением скорости двигателя время отработки положительной активной проекции статорного тока – увеличивается, а при отрицательной проекции – уменьшается. Для скорости двигателя равной нулю, время отработки положительной и отрицательной активной проекции статорного тока – одинаково.

2. Установлено, что усовершенствованное релейно-векторное регулирование статорного тока в ЧРАЭП с УДНПЧ характеризуется в переходных режимах быстродействием, примерно равным предельному, а частотой переключения силовых ключей в установившихся режимах – примерно в (1,1–7,6) раз меньше, чем при быстродействующем быстродействии. Это позволяет при усовершенствованном управлении уменьшить модуляционные потери мощности в инверторе и двигателе рассматриваемого электропривода.

3. Электромагнитные процессы отработки статорного тока при быстродействующем и усовершенствованном релейно-векторном регулировании, рассчитанные без учета сетевого фильтра и с учетом сетевого фильтра из [6], примерно между собой равнозначны (отличие не превышает 5–7 %).

Перечень ссылок

1. Ziogas P. D., Kang Y., Stefanovic V. R. Rectifier-Inverter Frequency Changers with Suppressed DC-Link Component // IEEE Trans. on Industry Application. – 1986. – Vol. 22, Is. 6. – P. 1027–1036.
2. Волков А. В., Антонов Н. Л. Быстродействующее векторное регулирование статорного тока в асинхронных электроприводах с двухзвенным непосредственным преобразователем частоты // Электромашинобудування та електрообладнання. – К.: Техніка. – 2004. – Вип. 62. – С. 21–24.
3. Ziogas P. D., Kang Y., Rashid M. H. Analysis and design of forced commutated cycloconverter structures with improved transfer characteristics // IEEE Trans. on Industry Electronics. – 1986. – Vol. 33, Is. 3. – P. 271–280.
4. Шрейнер Р. Т., Ефимов А. А., Мухаматшин И. А. Прогнозирующее релейно-векторное управление активными токовыми преобразователями частоты в системах электроснабжения и электропривода // Электроприводы переменного тока: Труды международной тринадцатой научно-технической конференции. – Екатеринбург: УГТУ-УПИ. – 2005. – С. 137–140.
5. Пивняк Г. Г., Волков А. В. Современные частотно-регулируемые асинхронные приводы с широтно-импульсной модуляцией. – Дніпропетровськ: НГУ, 2006. – 470 с.
6. Волков А. В., Антонов Н. Л. Цифровая модель непосредственного преобразователя частоты с широтно-импульсной модуляцией, нагруженного на асинхронный двигатель // Електротехніка та електроенергетика. – 2003. – № 2. – С. 67–71.

Поступила в редакцию 24.06.08 г.

Запропоновано вдосконалити прогнозування релейно-векторне регулювання статорного струму для асинхронного електропривода зі спрощеним двоанковим безпосереднім перетворювачем частоти, для якого методом імітаційного моделювання проведено дослідження швидкодії відпрацювання статорного струму та виконано дослідження з оптимальним за швидкодією регулюванням.

The advanced predicting relay-vector regulation a current of stator for the asynchronous electric drive with simplified two-section direct frequency converter for which by a method of imitating modeling it is carried out research of speed of step change a current of stator is offered and comparison with optimum regulation on speed is executed.

УДК 621.315.2: 004.942

С. М. Тиховод, И. О. Афанасьева, Т. М. Корнус, Н. В. Скрыпичин

УТОЧНЕННЫЙ РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ КАБЕЛЕЙ СВЯЗИ С ПОМОЩЬЮ СИСТЕМЫ ANSYS

Предложена уточненная методика расчета с помощью системы ANSYS первичных и вторичных параметров кабелей связи по заданным конструктивным параметрам кабеля и свойствам материалов. Приведен пример расчета коэффициента затухания кабеля ЗКП в диапазоне частот до 250 кГц.

Приближенный расчет электрических параметров симметричных кабелей связи приводится во многих известных учебниках, в том числе в работах [1–3].

© С. М. Тиховод, И. О. Афанасьева, Т. М. Корнус, Н. В. Скрыпичин 2008 г.

В этих работах при вычислении аналитическими методами активного сопротивления и внутренней индуктивности рабочей пары кабеля делается допущение,

что линии магнитного поля, создаваемые каждым проводником, концентричны. На самом деле на высоких частотах проявляется поверхностный эффект и эффект близости (закрывающийся в повышении плотности тока на внутренних поверхностях проводника рабочей пары по сравнению с внешними поверхностями), что приводит к искажению концентричности линий поля и появлению погрешности вычислений. По сравнению с методикой расчета однопарных кабелей, методика расчета многопарных кабелей менее точна. В связи с этим в работе [1] для уточнения расчетов многопарных кабелей введен ряд коэффициентов, определенных опытным путем для разных типов таких кабелей, что усложняет на практике проектирование новых изделий. Поэтому разработка универсальной методики для расчета параметров кабелей связи сложной конструкции является актуальной задачей.

В работе [4] изложен новый подход к решению данной проблемы. Этот подход заключается в том, что с помощью системы конечноэлементного моделирования полей ANSYS предварительно рассчитывается и строится картина магнитного поля, создаваемого проводниками кабеля, а также картина распределения плотности тока в проводниках. При этом учитываются как проводники рабочей пары, так и проводники нерабочих пар и экрана. На частотах выше 20 кГц явно проявляется поверхностный эффект и эффект близости.

Целью данной статьи является разработка уточненной методики расчета электрических параметров кабелей связи сложной конструкции (на примере одночетверочного экранированного кабеля ЗКП), которая учитывает конструктивные параметры кабеля и применяемые в нем материалы.

Основными потребительскими параметрами кабелей связи являются первичные погонные параметры: активное сопротивление R , индуктивность L , емкость C и активная проводимость изоляции G , приходящиеся на единицу длины кабеля (1 км). С помощью первичных параметров могут быть рассчитаны вторичные параметры: коэффициент затухания α , коэффициент фазы β и волновое сопротивление Z_0 :

$$\left. \begin{aligned} Z_0 &= \sqrt{(R + j\omega \cdot L) / (G + j\omega \cdot C)}; \\ \gamma &= \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega \cdot L) \cdot (G + j\omega \cdot C)}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Рассчитаем эти параметры в рабочем диапазоне частот до 250 кГц, исходя из конструктивных размеров кабеля и свойств материалов.

Конструктивные размеры кабеля ЗКП приведены в табл. 1., а геометрическая двумерная модель кабеля – на рис. 1.

Для удобства моделирования (с учетом симметрии) рассмотрена половина кабеля. Двумерная модель предполагает, что параметры модели неизменны по оси Z (то есть, что все проводники кабеля параллельны). Обычно пары и четверки кабелей скручивают и эффект скрутки учитывают введением коэффициента скрутки $\chi = 1,02 - 1,07$. Для моделирования магнитных полей кабеля данной конструкции разработана ANSYS-программа, приведенная в [4].

Таблица 1

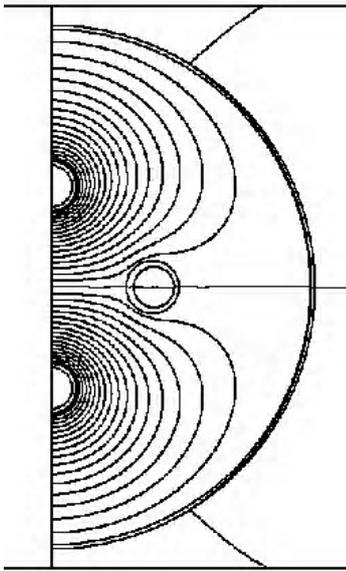
Наименование параметра	Размер, мм
диаметр медной жилы	1,20
толщина изоляции	1,05
диаметр изолированной жилы	3,3
диаметр полиэтиленового корделя в центре	1,3
диаметр четверки	8,0
шаг скрутки	116,0
поясная изоляция (заполнение):	
– толщина заполнения	1,85
– диаметр по заполнению	11,65
экран из алюминиевой ленты:	
– толщина ленты	0,1
– диаметр по экрану	11,95
обмотка лавсановой лентой:	
– толщина ленты	0,025
– диаметр по ленте	12,0
поливка битумной массой:	
– толщина	0,3
– диаметр по битуму	12,6
оболочка из полиэтилена:	
– толщина	2,3
– диаметр по оболочке	17,20



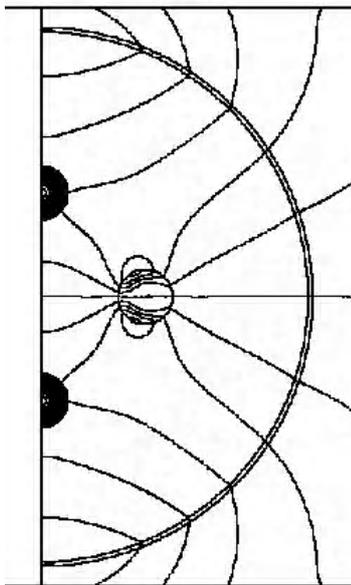
Рис. 1. Геометрическая двумерная модель половины кабеля

При использовании ANSYS-программы гармонического анализа из [4], рассчитаны картины распределения магнитных полей при заданном токе в рабочих жилах, равном 1 А. Гармонический анализ проводится в комплексной форме. На рис. 2 представлены рассчитанные картины распределения магнитного поля для реальной и мнимой составляющих.

Исходя из полученных картин распределения напряженности магнитного поля и плотности тока, вычислим первичные параметры кабеля R и L . Для этого вычислим вектор Пойтинга на поверхности всех проводников, направленный по нормали к поверхно-



а)



б)

Рис. 2. Картины линий распределения магнитного поля: а) реальная часть; б) мнимая часть

сти проводников, и рассчитаем комплексную потребляемую мощность. Приведем фрагмент программы, который из рассчитанного массива распределения полей выбирает мнимые части H_φ, J_Z на поверхности нерабочей жилы:

! Определение локальной цилиндрической системы координат

! с центром, совпадающим с центром жилы первой – нерабочей пары.

local,11,1,A/2,0,0

!Установка работа с Im частями полученных комплексных результатов.

SET,1,1,,1

! Задана локальная цилиндрическая система координат.

CSYS,11

!Цикл прохождения точек на поверхности проводника по одному градусу.

*do,kk,1,360

! Определение номеров узлов и сохранение их в массиве Ng.

Ng(1,kk)=node(D/2,1*(kk-1),0)

! Выбор значений H_x на поверхности проводника.

*get,Hxlm,node,Ng(1,kk),H,X

! Выбор значений H_y на поверхности проводника.

*get,Hylm,node,Ng(1,kk),H,Y

! Вычисление H_{fi} на поверхности проводника.

Hfilm(1,kk)=-Hxlm*sin((kk-1)*deg)+Hylm*cos((kk-1)*deg)

Nge(1,kk)=node(D/2-TEK/2.5,1*(kk-1),0)

! Определение номеров элементов на поверхности проводника.

Ne(1,kk)=ENEXTN(Nge(1,kk),1)

! Выбор значений плотности тока на поверхности.

*get,Jlm(1,kk),elem,Ne(1,kk),JT,Z

*enddo ! Конец цикла.

Аналогично выбираются реальные части H_φ, J_Z на поверхности рассмотренной жилы. Точно так же выбираем значения реальных и мнимых частей на поверхности рабочей жилы и экрана. Z-компонента напряженности электрического поля вычисляется, исходя из плотности тока на поверхности проводника [1]:

$$E_Z = \sigma \cdot J_Z, \quad (2)$$

где σ – удельная проводимость проводника.

В результате получаем массивы реальных и мнимых частей H_φ, E_Z и суммарный поток Π вектора Пойтинга, поглощаемый проводниками [1]:

$$\Pi = \oint_S \dot{E}_Z \bar{H}_\varphi dS, \quad (3)$$

где \bar{H}_φ – комплексно-сопряженное значение φ -ой составляющей напряженности магнитного поля.

С другой стороны, эта же мощность может быть определена в виде [1]:

$$\Pi = (R + j\omega L_i) I^2, \quad (4)$$

где R – эквивалентное активное сопротивление рабочей пары;

L_i – эквивалентная внутренняя индуктивность рабочей пары;

I – значение полного тока пары.

Полная эквивалентная индуктивность рабочей пары равна сумме внутренней индуктивности L_i и внешней индуктивности L_e . Внешняя индуктивность равна отношению магнитного потока, пересекающего диэлектрик между проводниками пары, к току пары [1]:

$$L_e = \frac{\int B_x dS}{I}. \quad (5)$$

Далее приводится фрагмент программы вычисления магнитного потока по поверхности между рабочими проводниками:

```

CSYS,0 ! Работа в Декартовой системе координат.
! Работа с Re частями полученных комплексных
результатов.
SET,1
NC1=node(0,A/2-D/2,0) !номер узла верхней жилы
NC2=node(0,-A/2+D/2,0) !номер узла нижней жилы
!параметры пути: M_G- имя пути, 2- количество точек
пути
PATH,M_G,2
PPATH,1,NC1 ! точка номер 1 пути соответствует
узлу номер NC1
PPATH,2,NC2 ! точка номер 2 пути соответствует
узлу номер NC2
PDEF,,B,X,AVG !перенос результатов расчета B
!в направлении X на кривую.
PLPATH,BX ! построение графика Re Bx вдоль кривой
PCALC,INTG,RE_F,BX,S ! интеграл Bx по кривой
На рис. 3 приведен график распределения x-ком-
поненты магнитной индукции Bx между проводника-
ми пары.
    
```

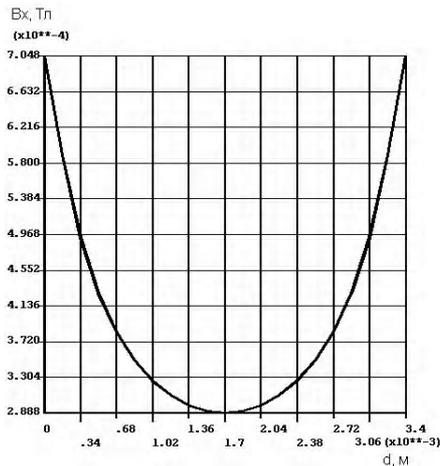


Рис. 3. Распределение магнитной индукции между проводниками рабочей пары

Вычисление емкости и проводимости утечки изоляции выполнено по методике, описанной в работе [4]. Рассчитанное значение емкости, которое остается постоянной величиной, не зависящей от частоты, равно 35 нФ, что соответствует действующим техническим условиям на кабель. Коэффициент затухания вычислим с учетом (1) и преобразований из [1] к сле-

дующему виду:

$$\alpha = \left(\frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \right) \cdot 8,69, \text{ дБ/км.} \quad (6)$$

В табл. 2 приведены расчетные значения первичных параметров кабеля ЗКП в диапазоне частот до 250 кГц, а также представлены экспериментальные значения коэффициента затухания, полученные от ЗАО ПП «Азовкабель».

Таблица 2. Расчетные и экспериментальные значения параметров кабеля ЗКП

Частота, кГц	$L_i \cdot 10^4$, Гн/км	$L_e \cdot 10^4$, Гн/км	R, Ом/км	$G \cdot 10^6$, См/км	α, дБ/км		
					Эксперимент	расчет	Погрешность, %
50*10 ⁻³	1.44	7.5	32.03	3.3*10 ⁻³		0.87	
10	1.19	7.25	35.77	0.66	0.952	0.995	4.5
20	0.936	7.0	40.29	1.3	1.064	1.16	0.4
30	0.797	6.89	43.63	1.98	1.168	1.28	9.6
50	0.644	6.80	49.34	3.3	1.358	1.47	0.4
100	0.424	6.75	61.38	8.8	1.782	1.863	4.5
150	0.304	6.74	69.89	13.2	2.145	2.149	0.2
200	0.232	6.73	76.17	35.0	2.456	2.367	3.6
250	0.187	6.73	81.17	55.0	2.727	2.461	9.7

Выводы

Разработанная уточненная методика расчета первичных и вторичных параметров кабелей связи, основанная на расчетах в среде ANSYS, учитывает основные конструктивные параметры кабелей и свойства применяемых материалов. Как следует из данных табл. 2, относительное расхождение между вычисленными значениями коэффициента затухания для кабеля ЗКП и экспериментальными значениями этого коэффициента в диапазоне частот до 250 кГц не превышает ± 10%.

Перечень ссылок

1. Гроднев И. И., Курбатов Н. Д. Линии связи. – М.: Радио и связь, 1995. – 488 с.
2. Гроднев И. И. Кабели связи. – М.: Энергия, 1976. – 272 с.
3. Кулешов В. Н. Теория кабелей связи. – М.: Связь-издат, 1950. – 420 с.
4. Денисенко В. Г., Малышев Л. Н., Скрипичин Н. В., Тиховод С. М. Анализ электромагнитных гармонических процессов в кабелях с помощью системы ANSYS // Электротехника та електроенергетика. – 2006. – № 2. – С. 33–37.

Поступила в редакцию 26.06.08 г.

Запропонована методика розрахунку за допомогою системи ANSYS первинних і вторинних параметрів кабелів зв'язку по заданих конструктивних параметрах кабелю і властивостях матеріалів. Приведений приклад розрахунку коефіцієнта загасання кабелю ЗКП в діапазоні частот до 250 кГц.

Calculation by the help of ANSYS system of primary and secondary parameters of communication cables accord to the given cable designing parameters and materials properties is offered. The example of calculation of damping factor of ZCP cable is adduced over the range of frequency up to 250 kHz.

Сравнение частотно-токового и частотно-напряженческого способов релейно-векторного управления асинхронными электроприводами с автономным инвертором тока

Выполнен сравнительный анализ частотно-токового и частотно-напряженческого способов релейно-векторного управления асинхронными электроприводами с автономным инвертором тока с широтно-импульсной модуляцией.

В последние годы наблюдается повышенный интерес к асинхронному электроприводу (ЭП) с автономным инвертором тока (АИТ) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), что вызвано его существенными достоинствами [1–4]: во-первых, – простотой реализации режима рекуперации энергии в питающую сеть (осуществляется посредством одного комплекта реверсивного управляемого выпрямителя); во-вторых, – пониженной крутизной фронтов статорных напряжений двигателя (в сравнении с ЭП на основе автономного инвертора напряжения с ШИМ), что позволяет исключить недопустимые перенапряжения на обмотках двигателя (которые, как известно, отрицательно влияют на их изоляцию) и заметно продлить общий срок его службы в эксплуатации [5]; в-третьих, – отсутствие электролитического конденсатора в звене постоянного тока преобразователя частоты (ПЧ), что упрощает защиту преобразователя в аварийных режимах и повышает надежность работы электропривода в целом.

Анализ отечественной и зарубежной научно-технической литературы показал, что при построении систем автоматического регулирования асинхронного ЭП с АИТ-ШИМ используются схемы с явными модуляторами [6, 7] или прогнозирующим релейно-векторным управлением [2–4]. Схемам с явными модуляторами присущи недостатки, связанные со сложностью формирования близких по форме к синусоидальной статорных напряжений и токов двигателя и устранением резонансных явлений, возникающих в цепях между емкостями (установленными на выходе АИТ) и двигателем. Применение же прогнозирующего релейно-векторного управления в настоящее время является наиболее перспективным, так как позволяет исключить упомянутые резонансные явления (за счет релейного алгоритма работы системы регулирования), повысить быстродействие и улучшить качество регулирования электромеханических процессов электропривода.

Известное в настоящее время построение систем автоматического управления (САУ) в ЭП с прогнозирующим релейно-векторным управлением базируется на регулировании статорного тока [3] или статорного напряжения [2, 4]. При этом управление, при котором для частотно-регулируемой машины непосредственно задаются фазные статорные напряжения (с соответствующим им обобщенным вектором статор-

ного напряжения \bar{U}_s) общепринято называть «частотно-напряженческим» управлением (ЧНУ), а при котором задаются непосредственно фазные токи (с соответствующим вектором статорного тока \bar{I}_s) – «частотно-токовым управлением» (ЧТУ) [8].

К сожалению, в известной научно-технической литературе отсутствует сравнительный анализ электро-механических процессов асинхронного ЭП с АИТ-ШИМ при применении частотно-токового и частотно-напряженческого способов прогнозирующего релейно-векторного управления, что затрудняет проектирование САУ для указанных ЭП, актуально и востребовано практикой.

Целью данной статьи является сравнение электро-механических процессов асинхронного ЭП с АИТ-ШИМ, формируемых при частотно-токовом и частотно-напряженческом способах прогнозирующего релейно-векторного управления.

Электрическая силовая схема преобразователя частоты (ПЧ) с АИТ-ШИМ показана на рис. 1 и содержит в своем составе: токоограничивающие реакторы L_1 – L_3 ; управляемый выпрямитель (УВ), выполненный в виде трехфазной мостовой схемы на тиристорах V_1 – V_6 ; сглаживающий реактор L_d ; шунт и датчик тока выпрямителя ДТВ; автономный инвертор тока (АИТ), выполненный в виде трехфазной мостовой схемы на запираемых тиристорах V_7 – V_{12} ; блок конденсаторов C_1 – C_3 .

На рис. 2, а, б представлены функциональные схемы рассматриваемого ЭП для ЧТУ и ЧНУ (подробно рассмотренные в [3, 4] соответственно), которые содержат: асинхронный двигатель АД; регуляторы положения РП, скорости РС, потокосцепления ротора РПС и токов РТ, РТ1, РТ2, РТ3; блок регуляторов БР; системы векторного регулирования тока СВРТ и напряжения СВРН; системы управления выпрямителем СУВ и инвертором тока СУИ; датчик положения ДП; блок датчиков БД фазных статорных напряжений и токов; вычислитель модуля ВМ; блок компенсации БК; координатный преобразователь КП и блок идентификации.

Для разработанных функциональных схем, представленных на рис. 2, а, б, созданы имитационные модели асинхронного ЭП с АИТ-ШИМ для частотно-токового и частотно-напряженческого способов управления с прогнозирующим релейно-векторным регулированием, которые учитывают фактическую дискрет-

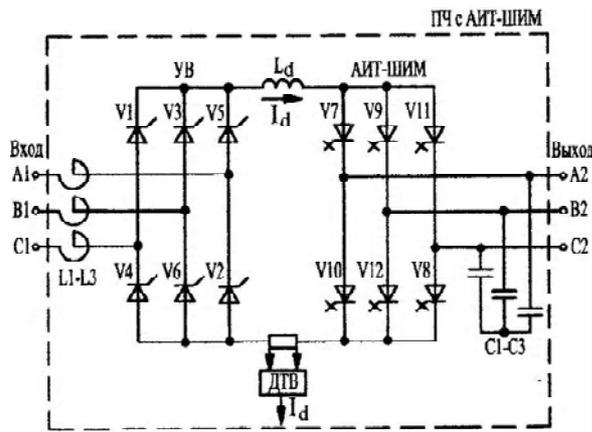
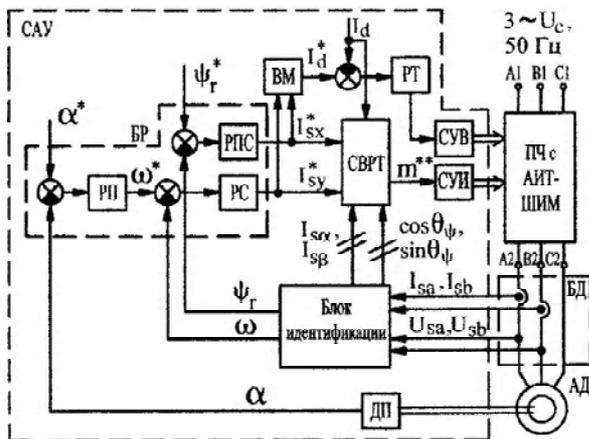
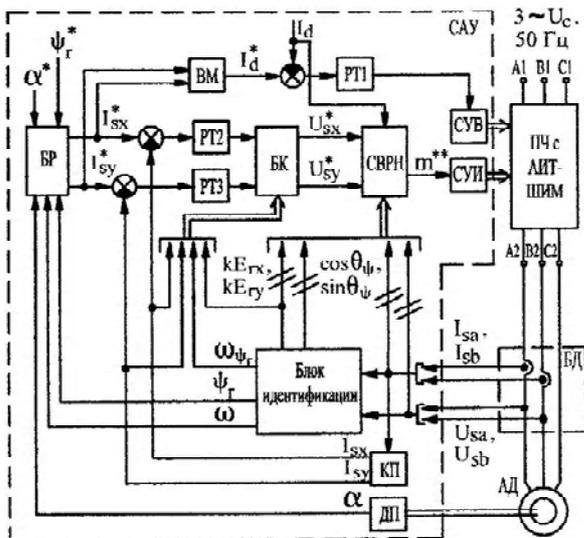


Рис. 1. Схема ПЧ с АИТ-ШИМ



а)



б)

Рис. 2. Функциональные схемы асинхронного ЭП с АИТ-ШИМ: а) – для ЧТУ, б) – для ЧНУ

ность работы силовых ключей управляемого выпрямителя и инвертора. Посредством данных имитационных моделей рассчитаны (для двигателя 4А132S6У3 мощностью 5,5 кВт) стационарные электромагнитные и переходные электромеханические процессы (разгона, наброса и сброса номинальной нагрузки, реверса, торможения, отработки двукратного значения статорного тока, а также больших, средних и малых перемещений вала ротора АД) рассматриваемого ЭП, которые показаны на рис. 3 – рис. 10. На данных диаграммах приняты следующие обозначения: U_{sa}, I_{sa} и Ψ_{ra} – фазные значения статорных напряжения и тока, потокосцепления ротора соответственно; U_d, U_u и I_d – соответственно напряжения на выходе выпрямителя и входе инвертора тока, ток в звене постоянного тока; I_{sa}^*, I_{sb}^* и I_{sa}, I_{sb} – соответственно проекции (на оси неподвижной координатной системы « $\alpha - \beta$ ») заданного \bar{I}_s^* и фактического \bar{I}_s значений обобщенных векторов статорного тока; U_{sa}^*, U_{sb}^* и U_{sa}, U_{sb} – соответственно проекции заданного \bar{U}_s^* и фактического \bar{U}_s значений обобщенных векторов статорного напряжения; M и ω – электромагнитный момент и угловая скорость АД; I_s и Ψ_r – соответственно модули обобщенных векторов статорного тока и потокосцепления ротора; α^* и α – заданное и фактическое значения угла поворота вала.

Из анализа функциональных схем ЭП с АИТ-ШИМ и полученных для них диаграмм электромеханических процессов при ЧТУ и ЧНУ сделаем следующие выводы.

Выводы

1. При прогнозирующем релейно-векторном регулировании для частотно-токового и частотно-напряженческого способов управления достигается высокое быстродействие регулирования статорного тока (характеризующееся временем нарастания (7–10) мс при отработке двукратного задания на активную составляющую обобщенного вектора статорного тока).

2. В техническом отношении схема САУ при частотно-токовом управлении заметно проще, чем при ЧНУ, это объясняется следующим:

- отсутствием блока компенсации внутренних перекрестных связей двигателя, а также дополнительных (как в случае с ЧНУ) регуляторов тока, что в совокупности заметно упрощает техническую реализацию рассматриваемой системы с ЧТУ и повышает её быстродействие [4];

- простотой реализации системы прогнозирующего релейно-векторного регулирования статорного тока (СВРТ), что достигается упрощением математических зависимостей при определении оптимальной комбинации открытых силовых ключей АИТ [3].

3. Частота переключения силовых ключей АИТ при обоих рассматриваемых способах управления является примерно одинаковой и составляет: для динамических режимов – не более 3,5 кГц, а для стационарных режимов – не более 2 кГц. Однако, при

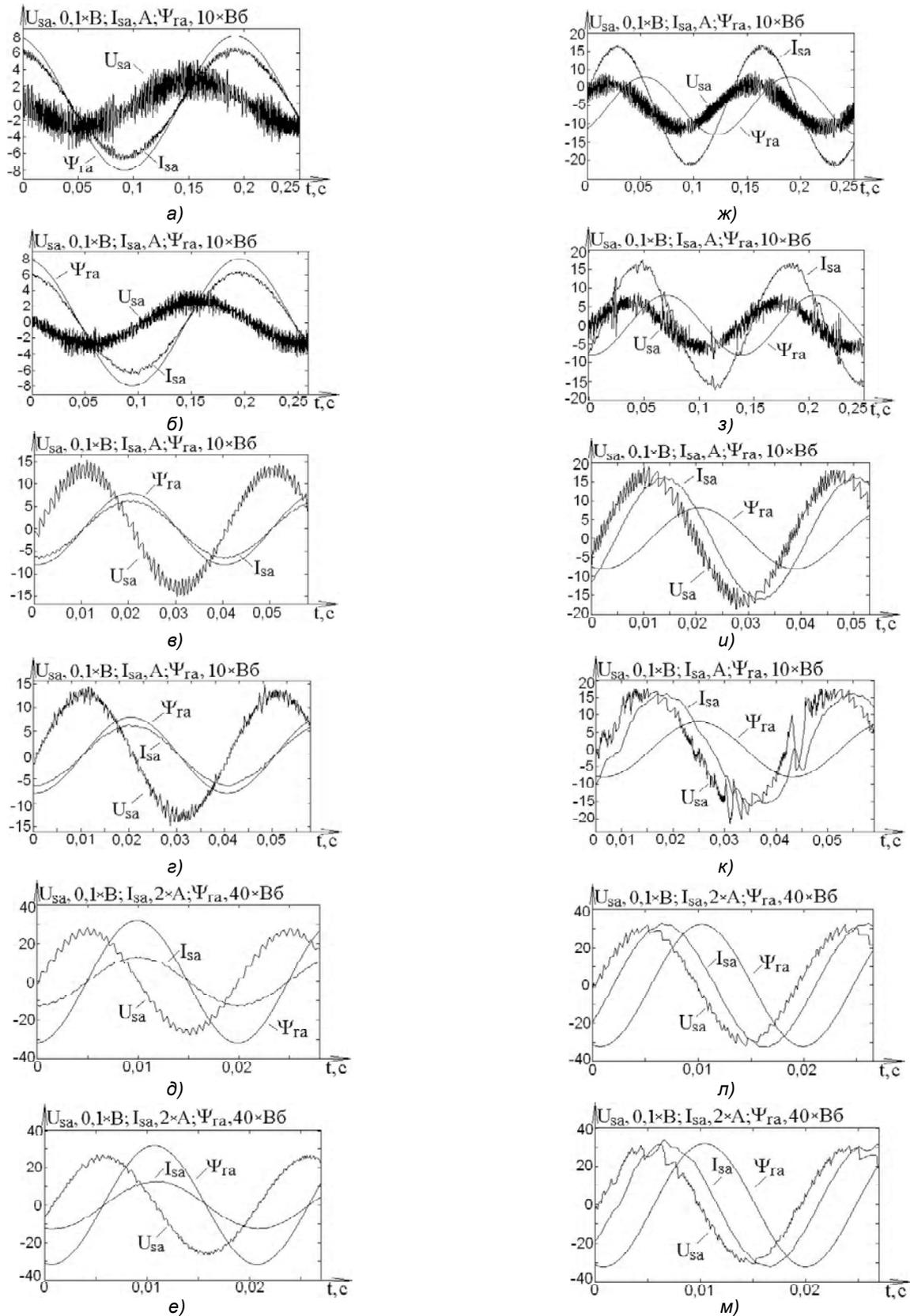


Рис. 3. Стационарные электромагнитные процессы асинхронного ЭП с АИТ-ШИМ: а, б, в, г, е – на холостом ходу; ж, з, и, к, л, м – с номинальной нагрузкой; а, в, д, ж, и, л – для ЧТУ; б, г, е, з, к, м – для ЧНУ (при скоростях: а, б, ж, з – $\omega = 0,1\omega_H$; в, г, и, к – $\omega = 0,5\omega_H$; д, е, л, м – $\omega = \omega_H$)

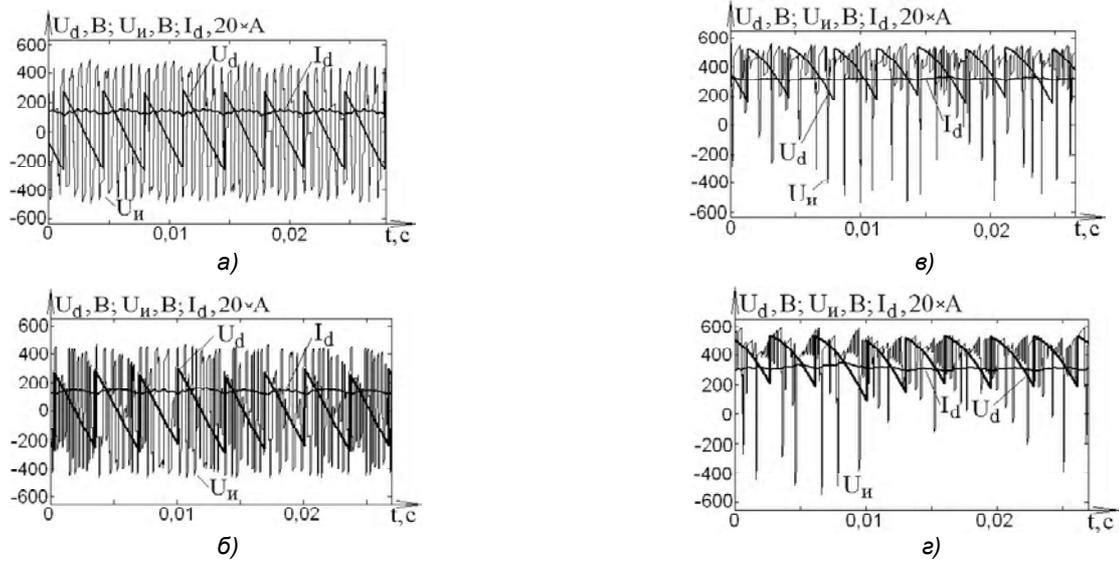


Рис. 4. Стационарные электромагнитные процессы асинхронного ЭП с АИТ-ШИМ при номинальной скорости: а, в – для ЧТУ; б, г – для ЧНУ (а, б – на холостом ходу; в, г – с номинальной нагрузкой)

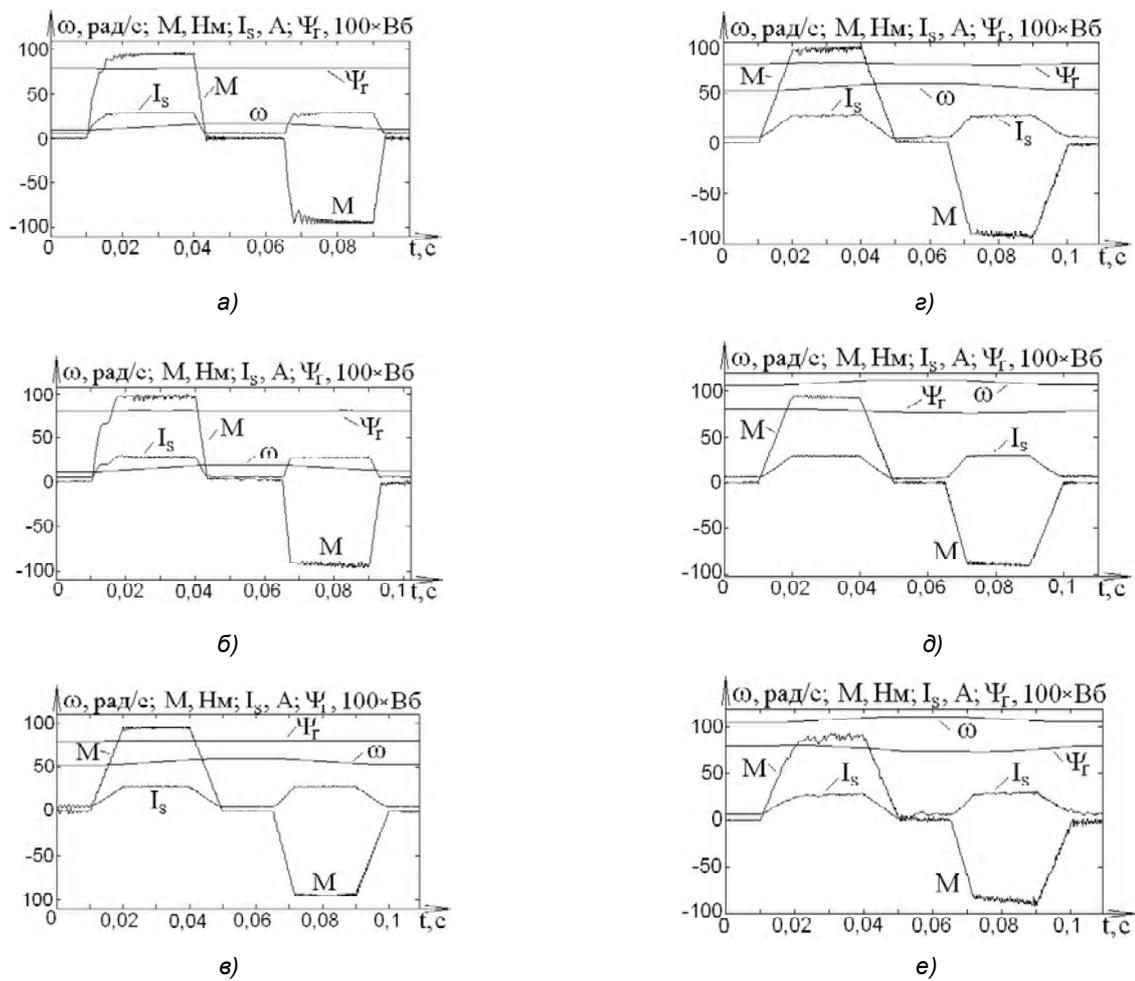


Рис. 5. Переходные процессы обработки ступенчатого задания на активную составляющую $I_{s\alpha}^*$ статорного тока в асинхронном ЭП с АИТ-ШИМ: а, в, д – для ЧТУ; б, г, е – для ЧНУ (при скоростях: а, б – $\omega = 0, 1\omega_n$; в, г – $\omega = 0,5\omega_n$; д, е – $\omega = \omega_n$)

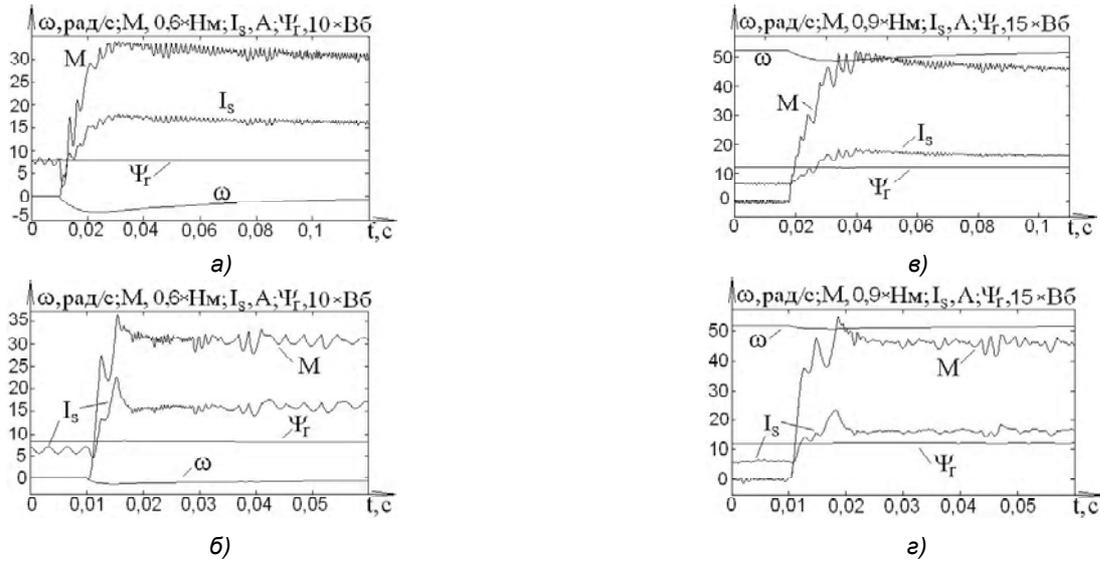


Рис. 6. Электрохимические процессы при ударном приложении номинальной нагрузки: а, в – для ЧТУ; б, г – для ЧНУ (при скоростях а, б – $\omega = 0$; в, г – $\omega = 0,5\omega_H$)

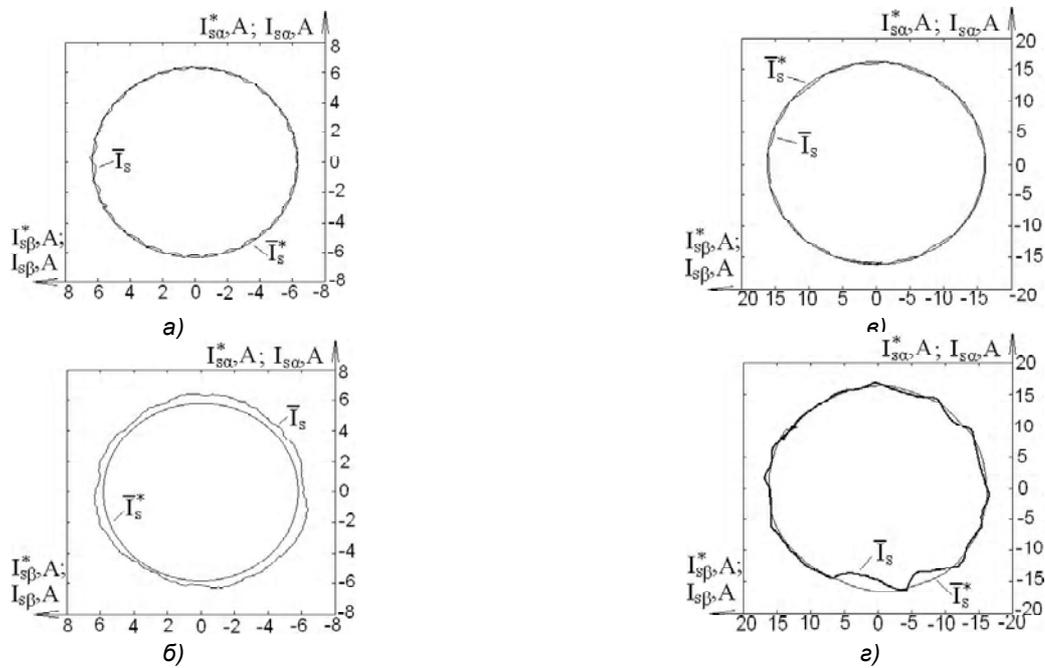


Рис. 7. Годографы изменения заданного \bar{I}_s^* и фактического \bar{I}_s обобщенных векторов статорного тока в стационарных режимах работы ЭП: а, в – для ЧТУ; б, г – для ЧНУ (а, б – на холостом ходу; в, г – с номинальной нагрузкой)

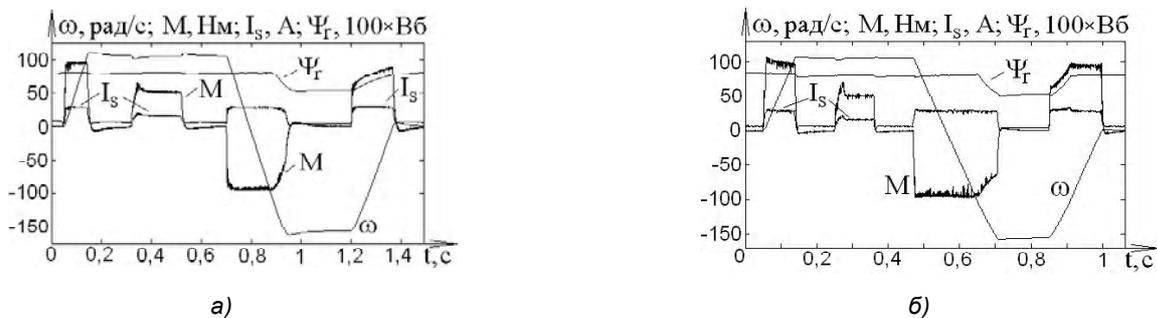


Рис. 8. Переходные электрохимические процессы асинхронного ЭП с АИТ-ШИМ: а – для ЧТУ; б – для ЧНУ

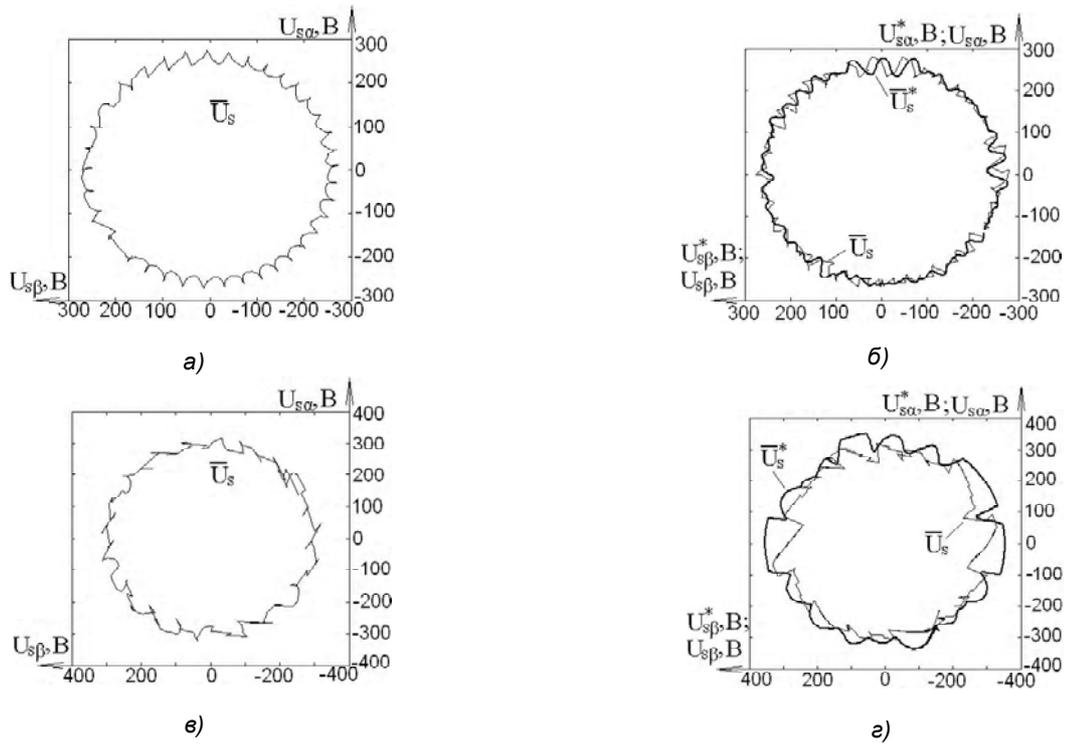


Рис. 9. Голографы изменения заданного \bar{U}_s^* и фактического \bar{U}_s обобщенных векторов статорного напряжения в стационарных режимах работы ЭП: а, в – для ЧТУ; б, г – для ЧНУ (а, б – на холостом ходу; в, г – с номинальной нагрузкой)

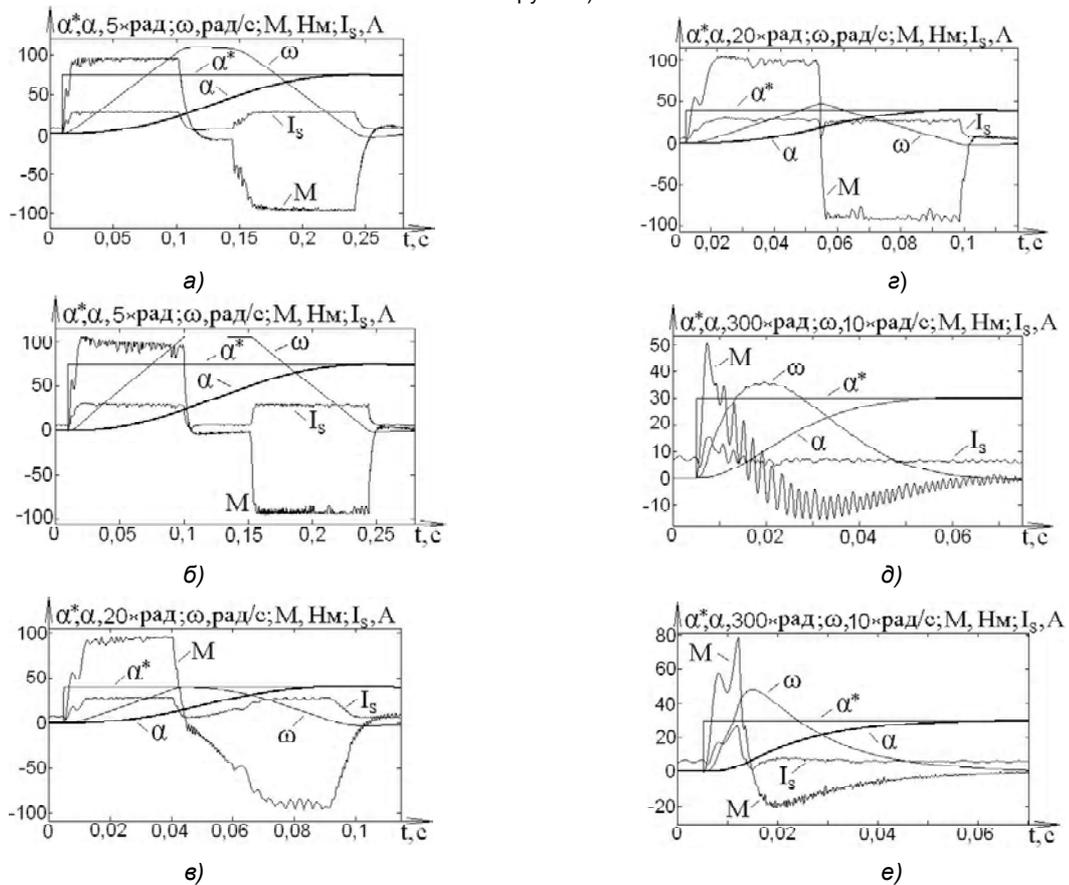


Рис. 10. Переходные электромеханические процессы регулирования положения: а, в, д – для ЧТУ; б, г, е – для ЧНУ (при отработке перемещений: а, б – больших; в, г – средних; д, е – малых)

этом система с ЧНУ обеспечивает функционирование АИТ-ШИМ с относительно большими значениями (100мкс и выше) длительностей межкоммутационных интервалов силовых ключей инвертора, тогда как с ЧТУ работа осуществляется с намного меньшими длительностями упомянутых интервалов (менее 20 мкс). Это требует применения при ЧТУ более быстродействующих силовых ключей инвертора и уменьшенной дискретности цифровой системы управления, чем при ЧНУ.

4. Сравнение полученных электромеханических процессов при обработке перемещений асинхронного ЭП с АИТ-ШИМ с применением ЧТУ и ЧНУ показали, что размах пульсаций электромагнитного момента АД в ЭП с ЧНУ значительно ниже, чем с ЧТУ, что является предпосылкой создания на основе САУ с ЧНУ широкодиапазонного и следящего асинхронного ЭП с АИТ-ШИМ.

5. Для обоих рассматриваемых способов релейно-векторного управления получено высокое качество (соответствующее общепринятым стандартным настройкам) регулирования асинхронного ЭП с АИТ-ШИМ в динамических и стационарных режимах, что предполагает возможность широкого использования данного ЭП в общепромышленном автоматизированном электроприводе при ЧТУ и ЧНУ.

Перечень ссылок

1. Leonhard W. Control of electrical drives. – Springer Verlag, 1996. – 420 p.
2. Шрейнер Р. Т., Ефимов А. А., Мухаматшин И. А. Прогнозирующее релейно-векторное управление активными токовыми преобразователями частоты

- в системах электроснабжения и электропривода // Электроприводы переменного тока: Труды XIII научно-технической конф. – Екатеринбург: УГТУ-УПИ. – 2005. – С. 137–140.
3. Волков А. В., Косенко И. А. Асинхронный электропривод на основе автономного инвертора тока с широтно-импульсной модуляцией // Техн. електродинаміка. Тем. вип.: Проблеми сучасної електротехніки. – Київ. – 2008. – Ч. 1. – С. 81–86.
 4. Волков А. В., Косенко И. А. Прогнозирующее релейно-векторное регулирование в асинхронных электроприводах с инвертором тока // Вісник КДПУ. – Кременчуг. – 2008. – № 3. – С. 98–102.
 5. Рехенберг К. Влияние частоты пульсаций напряжения преобразователей частоты на срок службы изоляции обмоток частотно-управляемых трехфазных асинхронных двигателей // Техн. електродинаміка. – Киев. – 2000. – № 2. – С. 56–58.
 6. Nonaka S., Neba Y. A PWM GTO current-source converter-inverter system with sinusoidal inputs and outputs // IEEE Trans. IA. – 1989. – Vol. 25. – № 1. – P. 76–85.
 7. Nonaka S., Neba Y. Quick regulation of sinusoidal output current in PWM in converter-inverter system / / IEEE Trans. IA. – 1991. – Vol. 27. – № 6. – P. 1055–1062.
 8. Пивняк Г. Г., Волков А. В. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией. – Дніпропетровськ: НГУ, 2006. – 470 с.

Поступила в редакцию 27.06.08

Виконано порівняльний аналіз частотно-струмового і частотно-напругового способів релейно-векторного керування асинхронними електроприводами з автономним інвертором струму з широтно-імпульсною модуляцією.

The comparative analysis of frequency-current and frequency-voltage relay-space vector control methods by asynchronous electric drives based on current source inverter with pulse-width modulation is carried out.

II. ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА

УДК 620.9

Л. А. Варинская, А. Н. Андриенко

Современное состояние и оценка технико-экономических перспектив теплоэнергетической отрасли Украины

На основе сопоставления технических и экономических характеристик проектов по перевооружению теплоэнергетических мощностей анализируется опыт отечественных предприятий в решении актуальных проблем повышения эффективности работы предприятий ТЭС.

Тепловые электростанции (ТЭС) являются одним из основных генерирующих источников тепло- и электроэнергии Украины. Проектом Стратегии развития энергетики до 2030 г. [1] предусматривается увеличение доли выработки электроэнергии (рис. 1) ТЭС.

Однако, современное состояние ТЭС Украины следует рассматривать как критическое. Оборудование, введенное в эксплуатацию в 60–70-е годы и запроектированное по нормам 50-х годов прошлого столетия, отработало ресурс, физически и морально устарело. 76 энергоблоков из 104 (или 73 %) находятся за пределом физического износа. Еще 17 энергоблоков (или 16,3 %) вплотную приближаются к предельной границе износа, а остальные 11 блоков (или 10,5 %) – к ее расчетному пределу. Кроме этого, продолжает увеличиваться количество отказов оборудования. Так количество отказов первой и второй категорий в 2003 г. возросло до 452 против 384 в 2002 г., т. е. почти на 18 % [1].

Также следует отметить, что технологическая эксплуатация оборудования ТЭС довольно часто осуществляется не на проектном топливе, а в маневренных режимах, непредусмотренных проектом, что приводит к быстрому износу оборудования и сниже-

нию технико-экономических показателей, дополнительному расходу мазута или природного газа. В настоящее время из-за старения оборудования, нехватки средств на закупку топлива и спада электропотребления, из 36 млн. кВт общей установленной мощности ТЭС практически лишь активно участвует в генерации около 19 млн. кВт, т. е. всего – около 53 %. Почти вся оставшаяся часть неиспользуемых мощностей ТЭС исчерпала свой ресурс и должна быть выведена из эксплуатации, так как ее наличие снижает экономические показатели отрасли. Планируемый к 2010 г. вывод из эксплуатации энергоблоков суммарной мощностью 18,4 млн. кВт, имеющих предельную наработку, может привести к снижению резерва мощности до «опасного» уровня. В то же время расчеты, сделанные при разработке «Энергетической стратегии Украины на период до 2030 года и дальнейшую перспективу» [1] свидетельствуют о необходимости в недалеком будущем увеличения рабочей мощности ТЭС.

Дополнительно нужно отметить, что накопление устаревшего оборудования приводит к росту издержек на ремонт. В результате затраты на многократное продление ресурса становятся сопоставимыми со сто-

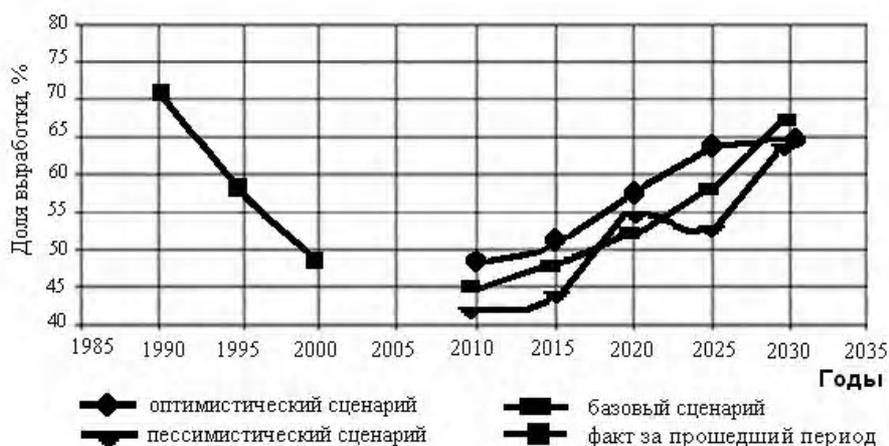


Рис. 1. Изменение доли выработки электроэнергии ТЭС Украины в 2010–2030 гг. [1]

имостью нового оборудования. Так в 2002 г. расходы на ремонт оборудования ТЭС уже составили 348 млн. грн. или 12 % от себестоимости выработанной ими электроэнергии, т. е. можно предположить, что при продолжении эксплуатации устаревшего оборудования затраты на ремонт возрастут к 2010 г. в 2,4 раза и составят не менее 785 млн. грн. в год (или около 150 млн. дол. США). В табл. 1 представлены данные Министерства топлива и энергетики по программе реконструкции ТЭС Украины [2].

Таблица 1. Основные показатели программы реконструкции ТЭС Украины до 2010 года

	2003–2005 гг.	2006–2010 гг.
Годовой отпуск электроэнергии, млрд. кВт ч	77,8	82,7
Годовые расходы, млн. т условного топлива (у. т.)	32,0	32,7
Удельные расходы, г у. т./кВт ч в том числе:	363,1	347,0
уголь, млн. т у. т.	23,2	24,6
%	70,8	72,2
газ, млн. т у. т.	8,4	7,8
%	27,6	26,1
мазут, тыс. т у. т.	350	350
%	1,6	1,7
Годовые капитальные вложения, \$млн.	500	1335

В данной статье предлагается проанализировать отечественный опыт по перевооружению теплоэнергетической отрасли. В качестве примеров рассматриваются проекты по реабилитации энергоблока № 8 Змиевской ТЭС (Харьковская область), выполненной с привлечением средств иностранных фирм, а также – модернизация котельной «Южная» в когенерационную станцию, выполненная силами НПО «РЕНКО».

Проекты, реализованные в Польше, Чехии, Словакии, Болгарии, Латвии, Эстонии [3], демонстрируют примеры внедрения в условиях тепловых электрических станций этих стран высокопроизводительных инновационных технологий сжигания угля в атмосферном циклическом кипящем слое (ЦКС), что обеспечивается использованием специальных встроенных циклонов и теплообменников. Одним из преимуществ котлов, сконструированных под ЦКС, является их неприхотливость к качеству исходного топлива, когда допускается сжигать как высокосортный антрацит, так и другие низкосортные виды топлива с высокой зольностью и влажностью. Другое преимущество указанной технологии состоит в возможности сочетать уголь с биомассой, что благоприятствует сокращению выбросов парниковых газов в атмосферу. Данная технология была применена на ТЭЦ «Элхо» (Польша): два энергоблока с котлами ЦКС, спроектированные на сжигание нескольких типов угля, обеспечивали эксплуатационную гибкость при работе станции. Стоимость проекта составила EURO 235 млн. с гарантией значительного экологического эффекта, так как выбросы на 1 МВт снижались: SO – на 93 %, NO – на 50 %, пыли –

на 94 %. Польской фирмой «Foster Wheeler Energia Polska» также выполнялась реконструкция энергоблоков мощностью 200 МВт для тепловой электрической станции «Нарва» (Эстония) с повышением КПД ТЭС с 30 % до 36,5 %, снижением выбросов SO, пыли, NO, CO соответственно на 95 %, 97 %, 55 % и 23 %.

Внедрение инновационной технологии с применением ЦКС для очистки дымовых газов было выполнено при реализации проекта по реконструкции котлов энергоблока № 8 Змиевской ТЭС (Харьковская область). Стоимость проекта была оценена экспертами в EURO 60,5 млн. Заемщиком средств являлась компания «Центрэнерго», в состав которой входит Змиевская тепловая электростанция. Непосредственное начало работ относится к 1999 году. Кредит не предполагал правительственных гарантий. Главными инвесторами выступали пул немецких банков и правительство Германии, а реализовала проект группа немецких компаний во главе с концерном Siemens. Задачи, поставленные проектом, были масштабные – усовершенствовать процесс сжигания угля до полного отказа от использования газа для так называемой «подсветки». Планировалось также довести уровень вредных выбросов до европейских стандартов. С этой целью меняли электрофильтры. Официально все работы были завершены летом 2002 года, но по техническим причинам, не зависящим от украинской стороны, первую электроэнергию блок дал только в конце 2003. В связи с этим инцидентом немецкая страховая компания, сопровождавшая проект, должна была сделать компенсационную выплату в размере EURO 1 млн. По словам В. Безъязычного, начальника Харьковского областного управления топливно-энергетического комплекса: «Эти средства пойдут на ремонт вышедшего из строя оборудования» [4].

Оценка первого масштабного проекта реконструкции ТЭС с участием иностранных фирм была неоднозначной. Так, директор Института проблем машиностроения академик НАНУ Ю.М. Мацевитый отмечал: «Конечно, без денег ничего не делается и их нужно привлекать. Но сейчас можно сказать точно, что их не нужно привлекать так, как это было сделано при реконструкции 8-го блока Змиевской ТЭС. То есть, когда привлекли инвестиции корпорации “Сименс”, которая потом 80 % инвестированных средств забрала для загрузки своих предприятий. Мы заинтересованы загрузить свои заводы, которые испытывают недостаток заказов, на которых рабочие получают нищенскую зарплату... если бы заказы по реконструкции 8-го блока были размещены на наших предприятиях, можно было на эти средства модернизировать несколько блоков. А ведь теперь нужно еще и кредиты возвращать. Кроме того, каждая запасная часть при ремонте будет “золотой”» [5].

Подводя итоги работы за 2003 год, заместитель Министра топлива и энергетики Украины высказывался по этому поводу следующим образом: «К сожалению, внедрение первых проектов (по перевооружению) проходит с большим напряжением. Получен не только положительный, но и негативный опыт. И нужно, чтобы этот опыт был обобщен и изучен всеми энергокомпаниями и электростанциями. Первое, что

следует отметить, – это длительный срок подготовки и реализации проекта. За период с момента подготовки ТЭО проходит столько времени, что за этот период появляются новые, более совершенные технические решения. Проект устаревает, не успев родиться. А ведь можно работать иначе. Второе – имеет место недостаточно внимательное отношение к выдаче исходных данных проектантам, что приводит к неправильным техническим решениям и дискредитации самой идеи проекта. И самое негативное – почти полное отстранение специалистов Украины от участия в проектировании, изготовлении, наладке оборудования, поставляемого зарубежными фирмами. Покупая оборудование у иностранных фирм, надо думать и том, как организовать дальнейшее его производство и техническое обслуживание в Украине. Все это следует учитывать при реализации других проектов» [2].

При реконструкции 8-го энергоблока Змиевской ТЭС было достигнуто:

- а) мощность 8-го энергоблока после модернизации увеличилась на 50 МВт;
- б) внедрение ступенчатых вихревых горелок фирмы «Штайнмюллер» для стабильного загорания и полного сжигание топлива;
- в) коэффициент осаждения частичек стал 99,67 % (благодаря установке электрофильтров);
- г) повышение КПД топки – до 97,5 %, а котла в целом – до 86,4 %, достигнутые за счет использования эффективной системы возврата на дожигание уловленной в электрофильтрах золы (около 80 %), обеспечивающие снижение недопада в летающей золе до 15 %;
- д) повышение коэффициента полезного действия турбоагрегата, что позволило достичь активной мощности 325 МВт. [6].

Другой пример модернизации теплоэнергетичес-

кой отрасли связан с деятельностью производственной компании «Рассвет». Кризисная ситуация, которая сложилась в украинской энергетике в 90-ые годы прошлого века, поставила перед компанией задачу поиска оптимальных форм для консолидации науки, производства и финансовых ресурсов с целью создания современной и эффективной бизнес-структуры. Первый проект компании относится к концу 2001 года и связан с модернизацией старой котельной в когенерационную станцию [7]. Для модернизации котельной «Южная» была выбрана гибридная тепловая схема (рис. 2), сочетающая в себе элементы утилизации тепла выхлопных газов ГТД (газотурбинного двигателя) не только в котле утилизатора, но и в штатных водогрейных котлах. Эта схема позволила сохранить расход топлива на установку на уровне расхода топлива на котельную до модернизации. Выхлопные газы газотурбинного генератора мощностью 2,5 МВт согласно данной схемы направляются в пассивный котел-утилизатор, обеспечивая тепловую мощность 5,38 МВт, и далее поступают в три водогрейных котла, где используются в качестве окислителя при сжигании природного газа. Контактные теплообменники (скрубберы), расположенные за котлами, обеспечивают глубокую утилизацию дымовых газов, и этим самым позволяют на 13–15% сэкономить расход топлива, снижая расход условного топлива на 1 кВт час электрической энергии до 140–150 г (при сохранении среднего уровня расхода условного топлива на выработку тепла в пределах 135 г/кВтч). Стоимость демонстрационной установки в момент ее запуска оценивалась в 1 млн. дол. США, а срок окупаемости – в 2,8 года за счет более низкой, чем тариф у Запорожоблэнерго, стоимости 1 кВт часа отпущенной электрической энергии (соответственно 8 коп. против 12).

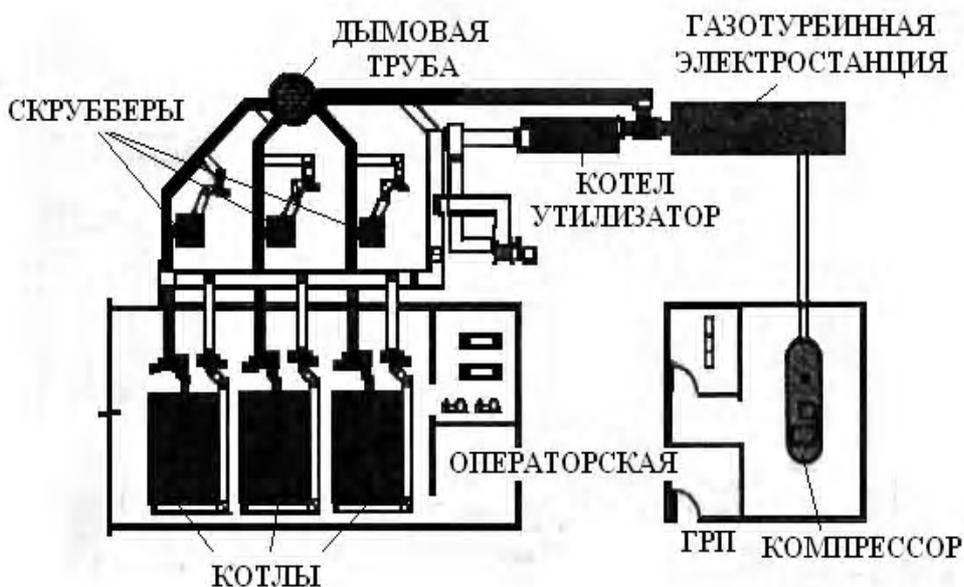


Рис. 2. Принципиальная схема когенерационной установки на котельной «Южная»

По авторитетным заявлениям специалистов, основной принцип когенерации не был чем-то новым, а в соответствии с концепцией компании состоял в наращивании и более эффективном использовании уже существующего оборудования. При когенерационной модернизации возможно сократить капитальные затраты в 2–2,5 раза за счет отказа от строительства новых теплогенерирующих предприятий в пользу реконструкции имеющегося в наличии оборудования и его приспособления к новым технологическим условиям эксплуатации. Подсчеты относительно экономических преимуществ осуществленной модернизации котельной «Южная» в когенерационную станцию показали, что только (благодаря сокращению потребления газа

на 30–40 %) городской бюджет мог экономить более 2 млн. грн. в год.

Анализ технико-экономических показателей когенерационной установки на базе ГТУ-2500 (прототип «станции «Южная») подтверждает преимущества данной технологии. А именно: в зависимости от режима работы когенерационной установки величина удельного расхода условного топлива на выработку электрической энергии (от 138 до 190 г/кВтч согласно табл. 2) практически в 2 раза меньше аналогичных показателей, приводимых по Министерству (табл. 1). Однако, со снижением тепловой нагрузки (для режима утилизации теплоты выхлопных газов ГТУ с тепловой нагрузкой 5,1 МВт) показатели работы станции несколь-



Рис. 3. Структуры себестоимости 1 кВтч по режимам: 1 – для 40,7 МВт, режим 2 – для 32 МВт, режим 3 – для 5,1 МВт мощности тепловой нагрузки

Таблица 2. Техничко-экономические показатели когенерационной установки на базе ГТУ-2500 с водогрейными котлами

№ п/п	Наименование показателя	Размерность	Режимы		
			40,0	32,0	5,1
1	Тепловая нагрузка	МВт	40,0	32,0	5,1
2	Удельный расход условного топлива на выработку тепла	г/кВтч	135	135	135
3	Электрическая нагрузка	МВт	2,5	2,5	2,5
4	Суммарный отпуск энергии когенерационной установки	МВт	43,2	34,5	7,6
5	Коэффициент использования тепла		0,91	0,915	0,803
6	Удельный расход условного топлива на выработку электроэнергии	г/кВтч	138	122	190
7	Режим работы станции в году	час	8000		
8	Годовой отпуск электроэнергии	МВтч	20000		
9	Капитальные затраты на строительство установки	\$млн.	1,84		
10	Годовые эксплуатационные затраты	\$тыс.	287	270,2	341,8
11	Себестоимость отпускаемой энергии	Цент/кВтч	1,43	1,35	1,7
12	Срок окупаемости	год	4,2	4,09	4,86

ко ухудшаются. Снижение эффективности работы когенерационной установки вызывает повышение расхода топлива (газа), что находит отражение в изменении структуры себестоимости 1 кВтч электрической энергии. На рис. 3 показаны структуры себестоимости 1 кВтч по соответствующим режимам: режим 1 – для 40,7 МВт, режим 2 – для 32 МВт, режим 3 – для 5,1 МВт тепловой нагрузки.

По итогам конкурса «Лидер топливно-энергетического комплекса Украины – 2005» компания «РЕНКО» стала лауреатом в номинации «Инвестиционный проект года» [8]. В соответствии с данным проектом планируется создание широкой сети когенерационных станций для комбинированного производства тепловой и электрической энергии на базе существующих крупных объектов промышленной теплоэнергетики и централизованного коммунального теплоснабжения, для которых природный газ является безальтернативным топливом. Исходя из концепции программы, за 10 лет будет создано 5 тыс. МВт когенерационных мощностей, работающих как единая, но распределенная территориально станция с централизованным управлением из диспетчерского пункта. Таким образом, с одной стороны, энергетика Украины получит новые, высокоэффективные маневренные электрогенерирующие мощности вместо выводимых из эксплуатации блоков устаревших тепловых электростанций и котельных. С другой стороны, регионы будут обеспечены бесперебойными источниками недорогого тепла и электроэнергии. Широкое внедрение когенерационных технологий позволит [8]:

- применить установки глубокой утилизации теплоты уходящих газов котлоагрегатов, что даст экономию 10–12 % для природного газа;

- использовать потенциал вторичных ресурсов (утилизация твердых бытовых отходов, иловых отложений водоканалов, генераторного газа и т. д.), что снизит потребление природного газа еще на 5 %.

Кроме того, в процессе модернизации объектов коммунального хозяйства и промышленной теплоэнергетики будут внедряться новые эффективные горелки (дадут дополнительно около 2–3 % экономии), предизолированные трубы для теплосетей (обеспечат до 20 % экономии), приборы учета и контроля энергии (принесут 15 % экономии). В итоге общий энергосберегающий эффект (для 5 тыс. МВт когенерационных мощностей) при реализации программы составит: экономию 20 млн. т угля и 3–4 млрд. куб. м. природного газа в год, что (с учетом современных цен на топливо) равноценно годовой экономии 13,5 млрд. грн.

Выполнение проекта предполагается выполнить силами НПО «РЕНКО», а финансирование проекта (общей стоимостью в 14187,1 млн. грн.) осуществить за счет:

- акционерного капитала – 7093,6 млн. грн.;

- банковских кредитов – 4256,1 млн. грн.;

- продажи квот согласно Киотскому протоколу – 2837,4 млн. грн.

Для защиты окружающей среды предприятиями, входящими в состав НПО «РЕНКО» (в частности, «Южцветметгазоочистка»), выполняются работы по модернизации фильтров, что также является приоритет-

ным направлением деятельности компании. Например, на Запорожской ТЭС была выполнена модернизация электрофильтров, что позволило снизить выбросы золы в атмосферу с 1,5–3,0 г/м³ до 0,05–0,3 г/м³. Аналогичные работы компания осуществила на энергоблоке № 8 Буштырской ТЭС и на Докучаевском флюсоудомитном комбинате.

В настоящее время вопросы, стоящие на повестке дня компании «РЕНКО», имеют отношение к комплексной программе превращения Запорожского региона в зону высокой энергетической эффективности. В соответствии с этой программой предполагается внедрение в коммунальную теплоэнергетику города энергосберегающих (когенерационных) технологий, использование потенциала нетрадиционных видов топлива, сбросового потенциала промышленности и др. Однако, сложности реализации данной комплексной программы и других похожих проектов определяются несовершенством украинской законодательно-правовой базы. Отсутствие прозрачных и простых механизмов мотивации промышленных предприятий к энергосбережению, к повышению экологической защиты препятствует внедрению инноваций в энергетике. Например, предприятиям теплосетей не выгодно брать тепло отходящих газов у металлургических заводов, так как прибыль коммунальщиков напрямую зависит от общих затрат, т. е. от расхода топлива: чем больше они сожгут газа, тем значительно будут их доходы. Комментируя «Закон о теплоснабжении», глава технического совета «РЕНКО» П. Сабашук, подчеркнул [9]: «Что теперь, в соответствии с новым Законом, мэрия обязана выбирать по результатам тендера из нескольких производителей тепла, подключенных к одной магистрали, того, у которого тепло дешевле. Это создает реальную возможность промышленным предприятиям напрямую быть заинтересованными в отборе тепла отходящих газов и использовать его для продажи населению, но по более низким, чем у коммунальщиков, ценам». Поэтому принятие законов об энергосбережении, в которых найдет отражение экономическая выгода экономить тепло, топливо, защищать экологию как для производителей, так и для потребителей энергии, будет реально способствовать решению проблем по энергосбережению. Этого требуют новые рыночные отношения, т. к. одного общественного сознания теперь недостаточно.

Выводы

1. Анализ существующего состояния ТЭС свидетельствует о том, что степень изношенности теплоэнергетического оборудования на ТЭС Украины составляет критическое значение: около 65 % оборудования находится за пределом физического износа, также заметно увеличивается количество отказов при работе оборудования.

2. В соответствии с «Энергетической стратегией Украины на период до 2030 года» [1] предполагается значительный рост энергопотребления, который невозможно обеспечить наличными мощностями по причине их изношенности и низких технико-экономических и экологических показателей.

3. Актуальной проблемой для теплоэнергетичес-

кой отрасли Украины является техническое перевооружение и доведение технического и технологического состояния оборудования до европейских стандартов.

4. В случае осуществления проектов по перевооружению отрасли с использованием иностранных инвестиций возникают проблемы, связанные с отстранением отечественных специалистов, перераспределением кредитов в пользу иностранных компаний и др.

5. Пример модернизации котельной в когенерационную станцию «Южная» (в г. Запорожье) продемонстрировал и подтвердил существование эффективных способов технического перевооружения энергетической отрасли «собственными» отечественными предприятиями.

6. Несовершенное законодательство не способствует заинтересованности предприятий в энергосбережении и экологической защите.

Перечень ссылок

1. Шеберстов О. М Стан теплових електростанцій України, перспективи їх оновлення і модернізації / / Енергетика і електрифікація – 2004. № 12 [Цит. 2005, 10 февраля] – Доступный с: www.mpe.kmu.gov.ua/.../publish/
2. Сыроватка С. Правительство определило модель модернизации ТЭС // Деловая столица – 3–4, 2004. – 1–26. Доступный с: <http://www.dsnews.ua/economy/art12913.html>

3. Марциняк М. В Развитие технологии ЦКС. // О конференции: «Угольная теплоэнергетика: проблемы реабилитации и развития» – 2004, 24–30 сентября, г. Алушта. Доступный с: http://www.triacon.org/Events/Coal2004/index_ru.htm
4. Торжественное открытие реконструированного энергоблока Змиевской ТЭС сорвалось // Электроэнергия – 2002. № 12 [Цит. 2002, 21 декабря] – Доступный с: info@deco.com.ua
5. Грищенко А. Никакой наркобизнес не дает такой прибыли, сколько дает грамотное использование научных достижений // STATUS QUO – [Цит. 2004, 24 февраля] – Доступный с: http://sq.com.ua/show_article/90/index.html
6. Сябер Н. А. Реконструкция блока № 8 Змиевской ТЭС // О конференции: «Угольная теплоэнергетика: проблемы реабилитации и развития» – 2004, 24–30 сентября, г. Алушта. Доступный с: http://www.triacon.org/Events/Coal2004/index_ru.htm
7. Журавлев А. Скачок приведет к прорыву // Новое слово – [Цит. 2001, 3 декабря] – Доступный с: http://www.rassvet.zp.ua/press_ukr.html
8. 5000 Мегаватт // Содружество – 2006. – № 1 (38). – С. 10–11. – Доступный с: http://www.rassvet.zp.ua/press_ukr.html
9. Громов И. Трубу – к ветку! // Миг – 2006. – № 3. – С. 8.

Поступила в редакцию 12. 01. 08 г.

После доработки 28. 05. 08 г.

Через зіставлення технічних і економічних характеристик проектів по переозброєнню теплоенергетичних потужностей аналізується досвід вітчизняних підприємств в рішенні актуальних проблем підвищення ефективності роботи підприємств ПЕК.

Through a comparing the technical and economic parameters of projects connected with a reequipment of heat power capacities is suggested to study and analyze an experience of the domestic enterprises in order to decide the actual problems how to increase an efficiency in the activity of heat power enterprise of Ukraine.

УДК 621.313.322

Л. Н. Канов

Оценка степени несинусоидальности формы напряжения в автономной электроэнергетической системе с использованием метода имитационного моделирования

Предложена основанная на имитационном моделировании методика численного определения коэффициента несинусоидальности напряжения синхронного генератора при импульсном возбуждении. Разработаны имитационные модели генератора со статической активно-индуктивной и асинхронной двигательной нагрузками, для которых выполнены расчеты коэффициента несинусоидальности.

Введение

Качество электроэнергии определяется совокупностью параметров, описывающих особенности про-

© Л. Н. Канов 2008 р.

цесса производства и передачи энергии и характеризующих напряжение в электроэнергетической системе. Привлечение внимания к качеству электроэнергии обусловлено тем, что искажение формы напря-

жения отрицательно действует на электрооборудование, вызывает ложные срабатывания элементов систем управления и защиты, сокращает сроки службы изоляции электрооборудования. Например, в США ежегодные убытки из-за несинусоидальности напряжения согласно данным [1] оцениваются миллиардами долларов. Применение импульсных схем возбуждения увеличивает интерес к их влиянию на форму выходного напряжения синхронных генераторов, так как при этом в электроэнергетической системе возникают дополнительные потери энергии [2]. Особенно актуальны эти вопросы в автономных электроэнергетических системах, когда суммарная мощность системы и мощность единичного источника являются одного порядка (например, в бортовых системах) [3].

Несинусоидальное напряжение характеризуется коэффициентом несинусоидальности кривой напряжения, который определяется отношением действующего значения напряжения к действующему значению напряжения основной гармоники.

$$k_U = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} U_i^2}}{U_1} = \sqrt{\left(\frac{U}{U_1}\right)^2 - 1}, \quad (1)$$

где U, U_1, U_i – действующее значение напряжения в системе, действующие значения напряжения основной и высших гармоник соответственно. В работе [4] систематизированы и описаны все аспекты проблемы влияния высших гармоник на различные виды электрооборудования. Сравнительно меньшее внимание уделяется методике расчета искажения формы напряжения и оценке влияния режима возбуждения и параметров синхронных генераторов на коэффициент несинусоидальности k_U .

Основу существующих способов расчета данного коэффициента k_U составляют уравнения автономного синхронного генератора, которые в общепринятых обозначениях имеют вид [5]:

$$\left. \begin{aligned} -u_d &= r_i i_d - i_q x_q + \frac{d\psi_d}{dt}; \\ -u_q &= r_i i_q + \psi_d + x_q \frac{di_q}{dt}; \\ u_f &= r_f i_f + \frac{d\psi_f}{dt}; \\ 0 &= r_{kd} i_{kd} + \frac{d\psi_{kd}}{dt}; \\ \psi_d &= x_d i_d + x_{ad} (i_f + i_{kd}); \\ \psi_f &= x_f i_f + x_{ad} (i_f + i_{kd}); \\ \psi_{kd} &= x_{kd} i_{kd} + x_{ad} (i_f + i_{kd}). \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

При заведомо заданной нагрузке с использова-

нием преобразования Лапласа из этих уравнений можно получить изображения составляющих выходного напряжения для любой формы напряжения возбуждения. Существенное затруднение при этом состоит в получении в явном виде решения для составляющих напряжения на нагрузке (даже при сравнительно простой форме напряжения возбуждения). Для этого применяются упрощающие предположения, приводящие к определению приближенного значения k_U . Развитию этого направления посвящена работа [6], однако в ней напряжение возбуждения заранее задается в виде гармонической функции определенной частоты, а для получения достаточного точного значения k_U требуются громоздкие расчеты. В работе [7] исследован характер влияния параметров импульсного регулирования (в частности, коэффициента форсировки и длительности импульса возбуждения) на выходное напряжение синхронного генератора, но при этом не разработан способ расчета коэффициента несинусоидальности k_U .

Определенные возможности для исследования качества выходного напряжения генераторов предоставляет имитационное моделирование. В пакете программ MatLab Simulink и в библиотеках Power System blockset имеются средства моделирования синхронных генераторов, которые при определенной настройке позволяют получить стационарный режим генератора при различных видах возбуждения. Для визуального исследования спектрального состава напряжения применяется спектрограмма [8]. При этом, ввиду учета ограниченного числа гармоник, также затруднительно получение точного значения коэффициента k_U . Кроме того, моделирование стационарного режима генератора с помощью имитационной модели в пакете Simulink накладывает ограничение на нагрузку генератора (что, в частности, не позволяет применить эту модель для исследования формы напряжения в режиме холостого хода).

Целью статьи является разработка методики применения имитационного моделирования для исследования кривой выходного напряжения и численного расчета коэффициента несинусоидальности k_U автономного синхронного генератора при различных видах импульсного возбуждения.

Материалы исследований

Преобразуем выражение (1) для k_U к следующему виду, в котором действующие значения напряжения и его первой гармоники вычисляются непосредственно через мгновенное значение напряжения $u(t)$ в виде:

$$k_U^2 = \frac{T \int_0^T u^2(t) dt}{2 \left(\int_0^T u(t) \sin t dt \right)^2 + \left(\int_0^T u(t) \cos t dt \right)^2} - 1, \quad (3)$$

$$u(t) = u_d(t) \cos t - u_q(t) \sin t,$$

где интеграл в числителе объясняется необходимостью вычисления действительного значения напряжения, а в знаменателе – действующего значения первой гармоники; $u_d(t)$, $u_q(t)$ – соответственно напряжения продольной и поперечной составляющих синхронного генератора.

Введем сопротивление рассеяния обмотки возбуждения $x_{\sigma f}$, продольной демпфирующей обмотки $x_{\sigma kd}$ и обмотки фазы статора $x_{\sigma d}$ и перепишем уравнения (2) генератора для резистивно-индуктивной нагрузки $r_H - x_H$:

$$\left. \begin{aligned} u_d + r i_d + x_{\sigma d} \frac{di_d}{dt} + \frac{d\psi_{\delta d}}{dt} - x_q i_q &= 0; \\ u_q + r i_q + x_{\sigma d} i_d + x_q \frac{di_q}{dt} + \psi_{\delta d} &= 0; \\ u_f = r_f i_f + x_{\sigma f} \frac{di_f}{dt} + \frac{d\psi_{\delta d}}{dt}; \\ 0 = r_{kd} i_{kd} + x_{\sigma kd} \frac{di_{kd}}{dt} + \frac{d\psi_{\delta d}}{dt}; \\ u_d = r_H i_d + x_H \frac{di_d}{dt} - x_H i_q; \\ u_q = r_H i_q + x_H \frac{di_q}{dt} + x_H i_d \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Здесь потокосцепление в зазоре $\psi_{\delta d}$ по продольной оси вследствие насыщения магнитной цепи нелинейно зависит от намагничивающего тока $i_{\delta d} = i_d + i_f + i_{kd}$. Точное аналитическое решение этих уравнений невозможно, поэтому для исследования режима генератора предлагается применить имитационное моделирование.

Построению электрических аналогов различных механических, тепловых, акустических и иных систем посвящено немало работ, в том числе и – имитацион-

ному моделированию электрических машин [5, 8, 9]. Имитационное моделирование заключается в численном исследовании схемных моделей с помощью существующих программных средств расчета электрических цепей (например, Electronics Workbench, Colo [10] и др.). В работах [11, 12] предложены и обоснованы параллельные схемные модели синхронного генератора и асинхронного двигателя во вращающихся dq – координатах, предназначенные для анализа автономных электроэнергетических систем. Их отличительной особенностью является небольшое (например, по сравнению с моделями в Simulink) количество узлов и управляемых источников, что облегчает процесс моделирования. Также для этих моделей предоставляет определенную гибкость и удобство их сопряжения с моделями нагрузок, приводных двигателей и других элементов электротехнических систем.

Подобная имитационная модель генератора для резистивно-индуктивной нагрузки, соответствующая уравнениям (4), изображена на рис. 1. Проводимости: $g1 = g4$ и $g2 = g3$ численно равны обратным значениям активных сопротивлений фазы нагрузки r_H и фазы статора r ; проводимости $g5, g6$ – равны обратным значениям активных сопротивлений обмотки возбуждения r_f и продольной демпфирующей обмотки r_{kd} . Емкости $C1 = C4$ задают численные значения реактивного сопротивления нагрузки x_H ; емкость $C3$ – задает поперечную реактивность x_q генератора. Реактивные сопротивления рассеяния $x_{\sigma d}, x_{\sigma kd}, x_{\sigma f}$ задаются емкостями $C2, C6, C5$. С помощью единичной индуктивности L задается производная от продольного потокосцепления в зазоре $\psi_{\delta d}$, которое имитируется управляемым источником тока $J4$ в соответствии с его нелинейной зависимостью от тока $i_{\delta d}$. Линейные управляемые источники тока $J1-J3, J5, J6$ реализуют соотношения соответ-

ственно $x_H i_q, x_q i_q, 1 \cdot \frac{d\psi_{\delta d}}{dt}, x_{\sigma d} i_d, x_H i_d$. Значе-

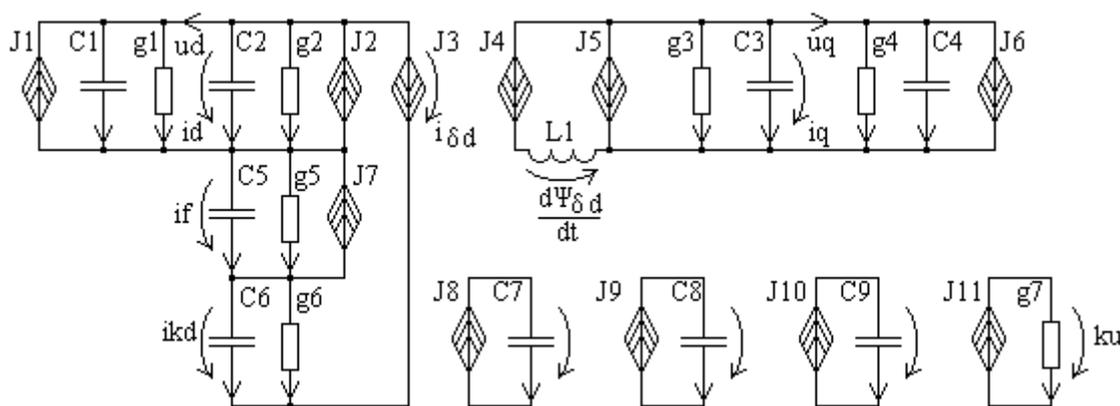


Рис. 1. Параллельная имитационная модель генератора для резистивно-индуктивной нагрузки

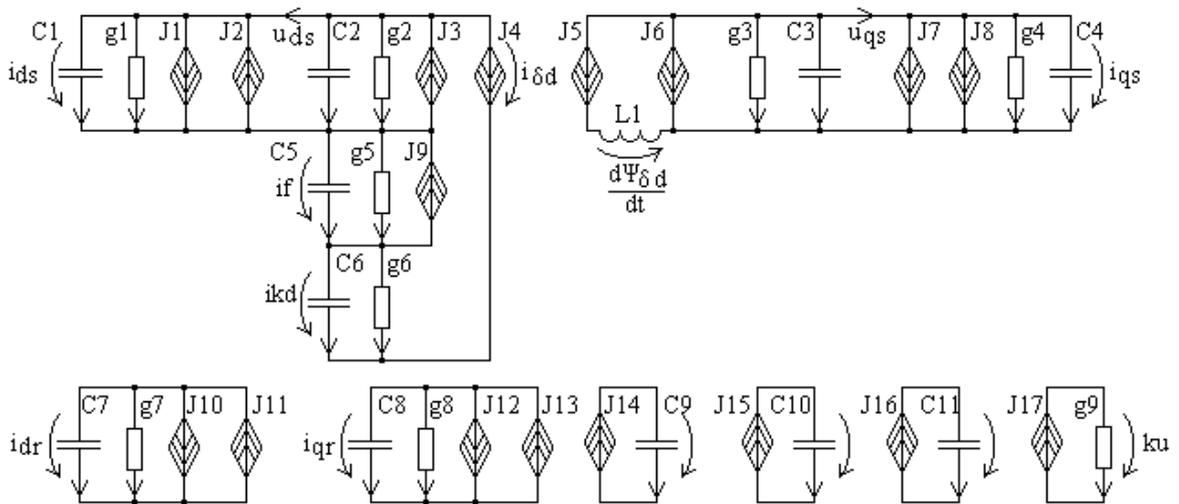


Рис. 2. Имитационная модель системы СГ-АД

ние тока для источника $J7$ численно равно напряжению возбуждения u_f . Эта часть модели производит решение системы (4): напряжения на емкостях $C2, C3$ численно равны составляющим тока статора; напряжение на емкости $C5$ – току возбуждения; на емкости $C6$ – току в продольной демпфирующей обмотке. Составляющие напряжения u_d, u_q численно равны токам, обозначенным в верхней части рисунка. Небольшое количество узлов и управляемых источников и минимальное время интегрирования (один период) не приводит к заметной расходимости вычислительного процесса.

Вспомогательные контуры $J8 - C7, J9 - C8, J10 - C9$ представляют интеграторы с единичными емкостями и нулевыми начальными условиями для расчета интегралов в выражении (3). Токи для источников $J8 - J10$ в этих контурах численно равны выражениям подинтегральных функций в (3) соответственно:

$$u^2(t) = (u_d \cos t - u_q \sin t)^2, u(t) \sin t, u(t) \cos t. \quad (5)$$

Источник $J11$ вычисляет коэффициент несинусоидальности, который численно равен напряжению на единичной проводимости $g7$ в момент окончания процесса моделирования. В режиме холостого хода имитационная модель упрощается за счет исключения емкостей $C1...C4$, проводимостей $g1...g4$ и управляемых источников тока $J1, J2, J5, J6$.

На рис. 2 изображена имитационная модель системы, состоящей из рассматриваемого генератора и включенного к нему асинхронного двигателя соизмеримой мощности. На этом рисунке помимо уже описанных элементов схемной модели генератора с интегрирующими контурами $C9...C11, J14...J16$ и контура $J17, g9$ для вычисления k_U обозначены элементы схемной модели двигателя. Проводимости $g1 = g4$ и $g7 = g8$ численно равны обратным значениям

активных сопротивлений фазы статора r_s и ротора r_r ; емкости $C1 = C4$ и $C7 = C8$ – задают реактивные сопротивления статора x_s и ротора x_r . Источники $J1, J8, J10, J12$ управляются производными токов статора и ротора с коэффициентом x_m и численно равны

$$\text{соответственно: } x_m \frac{di_{dr}}{dt}, x_m \frac{di_{qr}}{dt}, x_m \frac{di_{ds}}{dt}, x_m \frac{di_{qs}}{dt}.$$

Источники $J2, J7$ определяются суммами составляющих токов: $x_s i_{qs} + x_m i_{qr}$ и $x_s i_{ds} + x_m i_{dr}$. И, наконец, значения токов для источников $J11, J13$ численно равны: $(1 - \omega_r)(x_r i_{qr} + x_m i_{qs})$ и $(1 - \omega_r)(x_r i_{dr} + x_m i_{ds})$. Интересующие нас составляющие напряжения на выводах генератора u_{ds}, u_{qs} численно равны токам, обозначенным в верхней части рисунка.

Для расчета коэффициента несинусоидальности k_U представленные имитационные модели необходимо ввести в стационарный режим. Такой режим может быть достигнут путем их расчета на длительном интервале времени, что потребует больших вычислительных ресурсов и приведет к потере точности. Поэтому возникает задача определения таких начальных напряжений на емкостях моделей, которые сразу бы обусловили установившийся режим. Эта задача решается с помощью процедуры минимизации суммы квадратов разностей между соответствующими значениями напряжений в начале и в конце периода промышленной частоты.

Анализ результатов

Для примера рассмотрим стационарный режим генератора МС117-4 мощностью 125 кВА со следующими параметрами в относительных единицах [13]:

$$x_d = 1,25; \quad x_{ad} = 1,2; \quad x_q = 0,7; \quad x_f = 1,638; \\ x_{kd} = 1,226; \quad r_{kd} = 0,04 \text{ для активно-индуктивной нагрузки } r_H = x_H = 0,7 \text{ при возбуждении прямоу-}$$

гольными импульсами амплитудой 0,5 о. е. и частотой 300 Гц. На рис. 3 изображены напряжения и токи для этого режима, рассчитанные по имитационной модели на рис. 1 с точностью $\varepsilon = 0,05\%$. На графиках на рис. 3 видны искажения продольной составляющей напряжения, соответствующие импульсам напряжения возбуждения; заметны они и в кривой фазного напряжения (на рисунке изображено лишь одно фазное напряжение). Рассчитанный коэффициент несинусоидальности здесь составляет 1,65 %. Для сравнения на рис. 4 изображены кривые, соответствующие режиму холостого хода этого генератора, которые показывают наличие существенных импульсных искажений в фазных напряжениях. Эти искажения более ярко проявляются вблизи перехода графиков через ноль, что объясняется влиянием насыщения магнитной цепи. Вычисленный коэффициент искажения здесь составляет 2,85 %. Таким образом, при малых нагрузках искажения выходного напряжения генератора проявляются более заметно. Кроме того, подобные же исследования показали снижение коэффициента несинусоидальности с ростом частоты и с соответствующим снижением амплитуды импульсов возбуждения.

В качестве другого примера рассмотрим искажения напряжения в системе генератор-двигатель, имитационная модель которой изображена на рис. 2. Здесь выбран двигатель МАФ82-82/4 мощностью 50 кВт с приведенными к генератору параметрами (в о. е.): $r_s = 0,214$; $r_r = 0,106$; $x_m = 23,9$; $x_s = 24,49$; $x_r = 24,81$. На

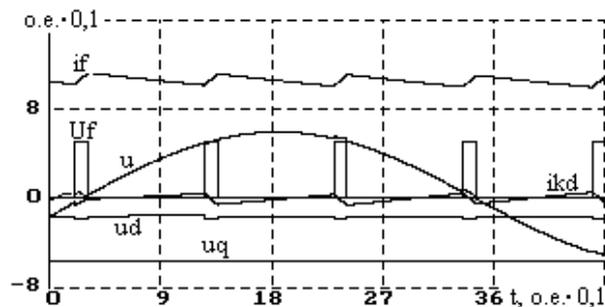


Рис. 3. Стационарный режим генератора с импульсным возбуждением для резистивно-индуктивной нагрузки

обмотку возбуждения генератора подается его выходное напряжение после тиристорного выпрямителя (с углом отпирания тиристоров, равным 1,31 радиана, и с коэффициентом трансформации, равным 0,3). Рассчитанные кривые напряжений и токов для этого режима изображены на рис. 5. Искажения фазного напряжения составляют 1,20 %. Таким образом, асинхронная нагрузка способствует улучшению формы напряжения даже при самовозбуждении и при низкой частоте импульсов обмотки возбуждения (равной 150 Гц). Для сравнения на рис. 6 изображены кривые для режима холостого хода этого генератора с рассматриваемым режимом самовозбуждения. Графики показывают значительные искажения фазных напряжений; коэффициент несинусоидальности составляет 4,65 %.

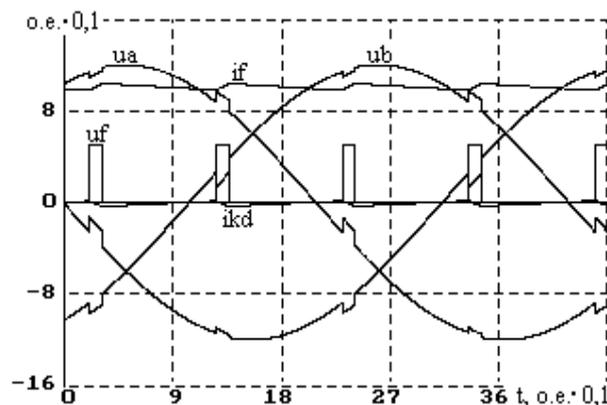


Рис. 4. Холостой ход генератора с импульсным возбуждением

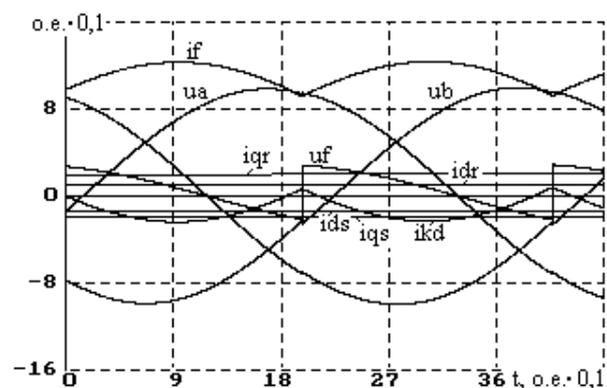


Рис. 5. Стационарный режим генератора с асинхронной нагрузкой при возбуждении от тиристорного выпрямителя

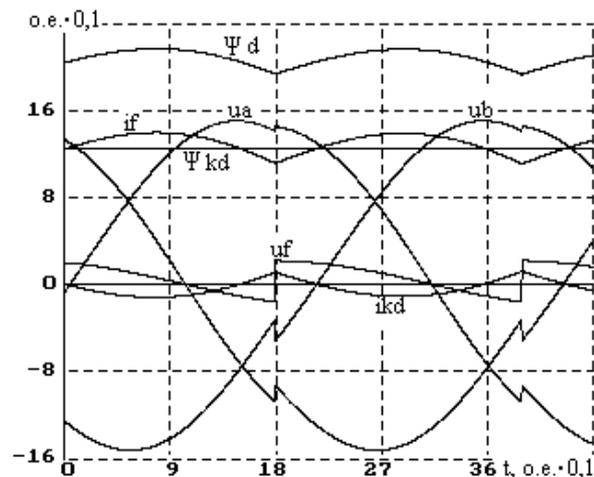


Рис. 6. Холостой ход генератора с возбуждением от тиристорного выпрямителя

В заключение отметим, что точность предлагаемого метода оценки коэффициента несинусоидальности определяется точностью математического описания машин, а также – точностью расчета имитационных моделей. Так как имитационные модели построены непосредственно по уравнениям машин, следует ожидать, что точность моделирования будет не хуже, чем при численном решении этих уравнений посредством процедур, предусмотренных, например, в MathCad, Apple и др. и требующих определенных предварительных преобразований уравнений.

Выводы

1. Существующие методы анализа искажения фазных напряжений синхронных генераторов при импульсном возбуждении отличаются громоздкими аналитическими преобразованиями и дают лишь приближенные значения коэффициента несинусоидальности. Применение имитационного моделирования позволяет преодолеть эти затруднения путем численного анализа искажения напряжения генератора при различных режимах импульсного возбуждения.

2. Достоинством предлагаемой методики является повышенная точность определения коэффициента несинусоидальности, так как определение его производится не через действующие значения гармоник, а непосредственно по мгновенному значению выходного напряжения генератора с различными нагрузками.

3. Проведенные исследования выходного напряжения генератора со статической активно-индуктивной и асинхронной двигательной нагрузками показали, что искажения выходного напряжения генератора в наибольшей степени проявляются в режиме холостого хода, а под нагрузкой – снижается уровень коэффициента несинусоидальности. Повышение частоты импульсного возбуждения также снижает искажения фазного напряжения генератора.

Перечень ссылок

1. Жежеленко И. В., Саенко Ю. Л. Качество электрической энергии на промышленных предприятиях. – М.: Энергоатомиздат. – 2005. – 262 с.
2. Волков А. В., Мирошниченко О. Г. Влияние несинусоидальности формы токов и неравномерности текущей мощности отдельного электропотребителя

на потери в энергосистеме // Электротехника та електроенергетика. – 2007. – № 1 – С. 77–86.

3. Шейникович В. В. Качество электрической энергии на судах. – Л.: Судостроение, 1988. – 160 с.
4. Арриллага Дж. Гармоники в электрических системах / Дж. Арриллага, Д. Бедди, П. Бодшер. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 320 с.
5. Копылов И. П. Математическое моделирование электрических машин. – М.: Высш. шк., 2001. – 327 с.
6. Коноплев К. Г. Изменение фазного напряжения при импульсном регулировании синхронных генераторов в автономных электрических системах // Техн. електродинаміка. – 2006. – № 1. – С. 32–36.
7. Чепендюк Н. Н. Влияние параметров импульсного возбуждения синхронного генератора на процесс регулирования выходного напряжения // Вестник СевГТУ. Вып. 80: Механика, энергетика, экология: Сб. науч. тр. Севастоп. нац. техн. ун-т. – Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2007. – С. 67–70.
8. Семенов В.В. Модель синхронного генератора с симметричными магнитными параметрами в пакете MatLab // Известия Академии инженерных наук им. А. М. Прохорова. – 2005. – № 15. – С. 61–64.
9. Шакиров М. А. Системные схемы замещения трехфазных машин и их применение для расчета несимметричных режимов электрических систем // Электротехника. – 2003. – № 10. – С. 26–35.
10. Разработка алгоритма и программы расчета переходных процессов в нелинейных электрических цепях / С. М. Тиховод, Т. М. Корнус, Ю. И. Паук и др. // Электротехника та електроенергетика. – 2003. – № 1. – С. 75–79.
11. Канов Л. Н. Схемное моделирование электроэнергетических систем переменного тока // Электротехника та електроенергетика. – 2004. – № 1. – С. 5–9.
12. Канов Л. Н. Схемное моделирование параллельной работы синхронных генераторов в автономных электроэнергетических системах // Электротехника та електроенергетика. – 2005. – № 2. – С. 82–86.
13. Яковлев Г. С. Судовые электроэнергетические системы. – Л.: Судостроение, 1987. – 272 с.

Поступила в редакцию 20.12.07. г.

После доработки 20 04.08. г.

Запропоновано заснована на імітаційному моделюванні методика чисельного визначення коефіцієнта несинусоїдальності напруги синхронного генератора при імпульсному збудженні. Побудовано імітаційні моделі генератора з статичним активно-індуктивним і асинхронним двигуном навантаженнями, для яких виконані розрахунки коефіцієнта несинусоїдальності.

Offered based on circuit modeling a strategy numerical determinations non-sine-shaped factor voltages of synchronous generator under pulsed excitement. Built circuit generator models under steady-state inductive and non-synchronous loads. Brought results of calculations of non-sine-shaped factor.

УДК 621.316.54

В. И. Гуревич

О режиме питания мощного контактора переменного тока при провалах напряжения в сети 0,4 кВ

В статье рассматривается вопрос о режиме питания мощного контактора переменного тока при кратковременных провалах напряжения в сетях 0,4 кВ промышленных предприятий и в сетях собственных нужд подстанций, во время аварийных режимов в сетях высокого напряжения. Предлагается два альтернативных решения, одно из которых основано на удержании контактора в замкнутом положении при кратковременных провалах напряжения, а другое – на мгновенном отключении контактора с последующим его возвратом с выдержкой времени.

Как известно, основными причинами провалов напряжения в сетях 0,4 кВ собственных нужд подстанций являются короткие замыкания во внешних сетях высокого напряжения. На промышленных предприятиях такие провалы напряжения часто связаны также с режимом работы мощного силового электрооборудования, например, пуском мощных электродвигателей. Провалы напряжения являются одним из показателей качества электроэнергии, нормируемых в ГОСТ 13109-97 [1], а также в международном стандарте IEC 61000-4 [2, 3].

1. Провалы напряжения в сети 0,4 кВ промышленных предприятий

Провалы напряжения в сети 0,4 кВ на промышленных предприятиях могут вызвать серьезные нарушения производственного цикла, обусловленные массовым отключением (из-за отпадания магнитных пускателей или контакторов), с последующим самозапуском большого количества электродвигателей. Это, само по себе, вызывает значительное снижение напряжения в сети, усугубляющее рассматриваемую проблему [4, 5]. Как показано в [6], за время отсутствия напряжения на электродвигателе в течение 0,3–0,5 сек, векторы остаточной ЭДС электродвигателей могут оказаться в противофазе с вектором напряжения сети. В результате этого, в момент восстановления напряжения питания электродвигателей возникнет большой импульс тока, который может вызвать срабатывание электромагнитных расцепителей защитных автоматов и окончательное отключение электродвигателей. С другой стороны, кратковременные провалы сетевого напряжения длительностью менее 300 мс (наиболее распространенные в сети) не приносят особого вреда электродвигателям. Целью данной работы является выбор алгоритмов управления контакторами и разработка на их основе конкретных технических решений по обеспечению питания мощных контакторов переменного тока в условиях провалов напряжения в сети, пригодных для прямого практического применения. Существующие меры борьбы с провалами сетевого напряжения в системах электроснабжения промышленных предприятий обычно включают в себя различные технические решения, направленные на предотвращение (задержку) отключения

контакторов в цепи главного питания сети 0,4 кВ; на применение специальных быстродействующих (динамических) регуляторов напряжения, способных компенсировать провалы напряжения; агрегатов бесперебойного питания и т. п. Поскольку указанные два метода борьбы с провалами напряжения в мощной сети весьма дороги, то разрабатываются различные электронные устройства [7, 8], обеспечивающие питание контактора переменного тока небольшой мощности от источника постоянного тока и подпитку катушки управления (удерживающей контактор во включенном состоянии) во время кратковременных провалов сетевого напряжения.

В упомянутых выше электронных устройствах используется четыре уровня постоянного напряжения питания катушки управления, обеспечивающие симулирование различных точек естественной тяговой характеристики контактора при включении его на переменном токе. Эти электронные устройства (рис. 1) с управлением на микросхемах не предназначены для питания мощных контакторов переменного тока с малым сопротивлением катушки управления, равным (10–15) Ом и большими пусковыми токами.

Например, мощность, потребляемая катушкой управления контактора ЗТФ54 в момент включения, составляет 1,6 кВА на переменном токе и 1,2 кВт на постоянном (со специальной пусковой катушкой). Если добавить к этому значительные перенапряжения, возникающие в управляющих цепях при коммутации катушки такого контактора на постоянном токе, то становится совершенно очевидным, что устройство, изображенное на рис. 1, не предназначено для управления мощными аппаратами. В связи с отсутствием устройств, практически пригодных для управления мощными контакторами переменного тока при провалах напряжения питания, нами были разработаны специальные устройства.

Одно из них показано на рис. 2. Это устройство содержит реле напряжения КУ, таймер КТ, реализующий стандартную функцию «Impulse-ON», а также простейший источник питания постоянного тока, включающий понижающий трансформатор Т, мощный выпрямительный мост VD2 и низковольтный конденсатор С1 большой емкости.

При замыкании контактов S1/1 и S1/2 внешнего управляющего реле, напряжение сети переменного

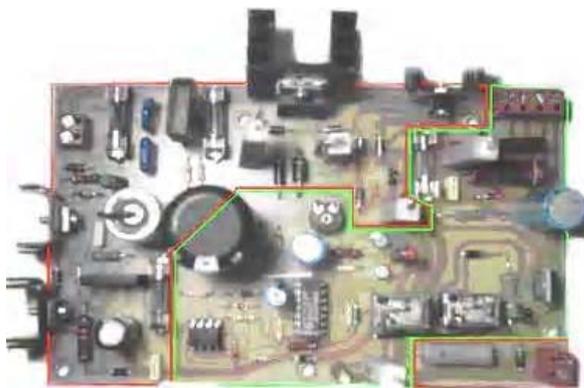


Рис. 1. Электронное устройство на микросхемах для обеспечения питания маломощных коммутационных электрических аппаратов, предложенное в [8]

тока поступает на реле напряжения КУ. Это реле срабатывает в том случае, если поданное на него напряжение превышает минимально допустимое значение (в нашем случае это напряжение составляет 180 В) и замыкает свой выходной контакт, подавая питание на таймер КТ. Таймер мгновенно срабатывает и своим замыкающимся контактом подключает катушку контактора к сети переменного тока через выпрямитель VD1 и ограничительный резистор R1. Через катушку контактора протекает постоянный ток (примерно равный 5А), эквивалентный по создаваемому им электромагнитному усилию пусковому току при обычном включении катушки контактора в сеть переменного тока. Одновременно с этим быстро заряжается конденсатор С1. Благодаря наличию диода VD3 конденсатор С1, заряжаемый от источника постоянного напряжения 12 В, оказывается отделенным от катушки контактора и от высокого напряжения, подаваемого в этот момент времени на катушку контактора. Через (2–3) секунды после срабатывания контактора (время определяется уставкой таймера КТ) таймер своим контактом разрывает цепь повышенного тока. При этом диод VD3 мгновенно открыв-

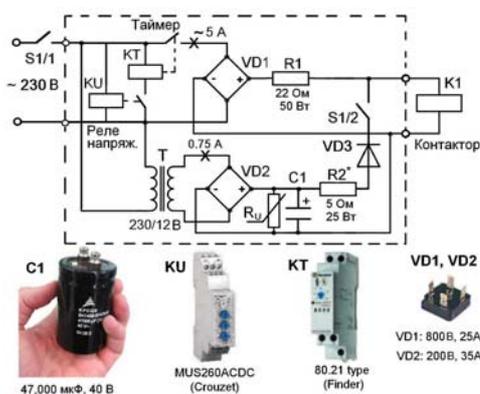


Рис. 2. Принципиальная схема предлагаемого устройства управления мощным контактором переменного тока и внешний вид его основных элементов (слева направо): конденсатора С1, реле напряжения КУ, таймера КТ и выпрямительных мостов VD1, VD2

ается и низковольтный источник питания с заряженным конденсатором С1 оказывается подключенным к катушке контактора. С этого момента времени питание катушки контактора осуществляется пониженным постоянным током, дополнительно ограничиваемым низкоомным резистором R2. Величина этого резистора требует подбора для конкретного типа контактора. Для рассматриваемого контактора типа ЗТФ54 величина этого резистора составляет 5 Ом. Именно при таком сопротивлении обеспечивается надежное удержание контактора в замкнутом положении при длительном снижении входного напряжения до 140–130 В и, одновременно, обеспечивается допустимая температура нагрева катушки, не превышающая 50–60 градусов.

Проведенные исследования показали, что при питании катушки контактора пониженным постоянным током его чувствительность к снижению величины питающего напряжения резко снижается. Например, в рассматриваемом примере контактор удерживался в замкнутом положении при снижении напряжения на катушке с 12 вольт до 2–3 вольт, то есть – в 4–6 раз. Это положительное свойство используется в описанном устройстве для обеспечения удержания контактора при кратковременных понижениях напряжения в сети. При очень глубоких провалах напряжения или даже при полном его исчезновении удержание контактора производится за счет энергии конденсатора С1. По результатам выполненных испытаний оказалось, что относительно небольшой по размерам конденсатор (емкостью 47.000 мкФ на напряжение 40 В) способен удерживать мощный контактор (в нашем случае типа ЗТФ54) в течение (1,3–1,5) сек, что вполне достаточно для компенсации реально существующих в сетях кратковременных перерывов напряжения.

Диодный мост VD2 выбран со значительным запасом по току (из-за протекающего через него импульса зарядного тока конденсатора). При кратковременных исчезновениях напряжения в сети переменного тока или снижения его до уровня ниже 170 В реле напряжения КУ размыкает свой контакт и отключает питание таймера КТ. При этом положение выходного контакта таймера не изменяется, и катушка контактора продолжает получать питание от низковольтного источника питания постоянного тока: до восстановления напряжения в сети или, наоборот, до полного исчерпания энергии конденсатора (если имело место глубокое снижение напряжения или полное его исчезновения), после чего контактор отключится. При восстановлении напряжения в сети (до уровня не менее, чем 180 В) реле напряжения КУ вновь срабатывает и подает питание на таймер; далее описанный выше цикл работы устройства повторяется.

Устройство собрано в закрытом пластмассовом корпусе с размерами 210x160x90 мм. Совершенно очевидно, что предложенное устройство можно с успехом применять и с контакторами средней и даже малой мощности; при этом емкость удерживающего конденсатора и мощность трансформатора (а, следовательно, и их цена и габариты) могут быть существенно уменьшены.

2. Провалы напряжения в цепях собственных нужд подстанций

Особенностью низковольтных сетей переменного тока собственных нужд подстанций является то, что они не содержат технологического оборудования, не допускающего перерывов питания, а все наиболее ответственные потребители электроэнергии (релейная защита, регистраторы аварийных режимов, системы связи, сигнализации и телеуправления) запитаны, обычно, от мощной аккумуляторной батареи. Вместе с тем, от цепей собственных нужд переменного тока подстанций получают питание мощные силовые полупроводниковые устройства, снабженные микропроцессорами (такие как: инверторы, зарядные устройства батарей, источники питания). Практический опыт эксплуатации этих устройств показывает, что они не допускают кратковременных (длительностью 50–200 мс) провалов и отключений напряжения питания (с последующим его возвратом). Иногда такие устройства успевают дать сбой в своей работе даже во время автоматического быстрогодействующего переключения с основного на резервный источник питания. Еще одним недостатком мощных зарядных устройств, содержащих мощные силовые трансформаторы питания на входе, являются очень большие пусковые токи, возникающие при внезапном пропадании и последующем восстановлении напряжения питания, что вызывает отключение такого устройства электромагнитным расцепителем вводного автомата. Ситуация дел в цепях собственных нужд подстанций значительно усугубляется в ряде случаев, когда одиночные зарегистрированные провалы напряжения длительностью 100–200 миллисекунд вызывают многократные срабатывания и отпускания мощных электромагнитных контакторов в цепи переключения с основного на резервный источник питания.

Для повышения надежности электроснабжения сети напряжением 0,4 кВ собственных нужд на подстанциях обычно используются два трансформатора собственных нужд, питающихся от разных линий. Один из них включен постоянно, а другой – автоматически включается при пропадании напряжения на первом.

Подключение и отключение цепей собственных нужд к этим двум трансформаторам осуществляется, обычно, с помощью мощных электромагнитных контакторов на токи (200–400) А с катушками управления переменного тока. Эти контакторы являются важнейшими элементами системы питания собственных нужд, от свойств которых во многом зависит надежная работа всей подстанции. В качестве объекта исследования был взят электромагнитный контактор переменного тока типа ЗТФ54 фирмы Siemens с коммутируемым током 300 А, применяемый для переключения цепей питания системы собственных нужд на подстанциях.

Анализ его паспортных данных свидетельствует о том, что время включения контактора (то есть, время, отсчитываемое от момента подачи напряжения на катушку до момента замыкания его главных контактов) составляет примерно (20–40) мс, а время выключения (то есть, время, отсчитываемое от момента вы-

ключения напряжения на катушке до момента разрыва главных контактов) составляет примерно (10–30) мс для номинального напряжения и (10–15) мс – для напряжения равного 0,8 от номинального значения напряжения. Такие небольшие (для такого крупного и тяжелого аппарата) времена срабатывания и отпускания свидетельствуют о том, что при типичных по времени провалах напряжения, а также при перемежающихся провалах и восстановлении напряжения контактор будет успевать отключать и повторно включать главные цепи питания несколько раз. Более того, как показано в [9], реакция контактора на провалы напряжения до 75 % от номинального значения более тяжелая, чем до нуля, так как время отпадания контактора в первом случае примерно на (40–50) % меньше, чем во втором (и может составлять 10 мс даже для крупного аппарата).

Анализ функционирования контактора при снижении или увеличении напряжения питания его катушки управления позволил выявить важную особенность этого аппарата. Оказалось, что при снижении напряжения переменного тока на катушке контактора от номинального значения до (150–135) В его магнитная система начинает сильно вибрировать, а амплитуда этих вибраций такова, что его главные контакты замыкаются и размыкаются. Такой же режим работы возникает при увеличении переменного напряжения на катушке от нуля до 160–185 В.

Как следствие, даже при однократном устойчивом в течение (100–200) миллисекунд провале напряжения до величины (135–150) В, контактор превращается в мощный генератор глубоких многократных провалов напряжения в цепях собственных нужд подстанции, вызывая сильные отрицательные (по своим последствиям) воздействия на силовую электронную аппаратуру. К такому же результату может привести попытка включения контактора при напряжении (150–170) В.

С учетом рассмотренного характера нагрузки, (чувствительной к кратковременным провалам напряжения, например – силовая электронная аппаратура) питающейся от цепей собственных нужд подстанций техническое решение, предложенное для контакторов, применяющихся в сетях промышленных предприятий (удержание контактора при провалах напряжения) не может, по нашему мнению, считаться эффективной мерой.

Решением проблемы могло бы быть не удержание контактора, а наоборот, очень быстрое (в течение 10–12 мс) отключение схемой на рис. 3 контактора при снижении напряжения в сети меньше 160 В и возврат его в исходное состояние при восстановлении напряжения до значения выше, чем 185 В, с выдержкой времени в 5–10 секунд.

Однократный перерыв в течение (5–10) секунд в сетевом напряжении собственных нужд переменного тока подстанций не вызывает сколько-нибудь серьезных нарушений работы подстанции, имеющей мощную аккумуляторную батарею, от которой питаются наиболее ответственные потребители. Вместе с тем такой алгоритм работы контакторов может предотвратить серьезные сбои в работе мощного электронного оборудования.

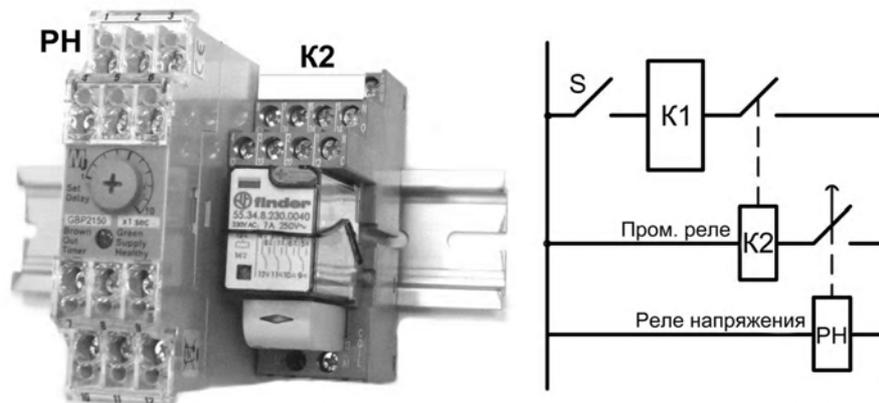


Рис. 3. Устройство для быстрого отключения контактора при провалах напряжения, внешний вид (слева) и принципиальная схема (справа)

Вывод

Для промышленных предприятий с преобладанием электродвигательной нагрузки и для подстанций с преобладанием силовой электронной аппаратуры, питающейся от сети собственных нужд, должны применяться различные подходы к управлению электромагнитными контакторами при кратковременных провалах напряжения в сети переменного тока. В первом случае может быть использовано описанное устройство с удерживающим конденсатором, пригодное для контакторов даже большой мощности, а во втором случае – предложенное устройство, обеспечивающее быстродействующее принудительное отключение контактора.

Перечень ссылок

1. ГОСТ 13109-97. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электро-магнитная. Нормы качества электроэнергии в системах электроснабжения общего назначения (Electric energy. Electromagnetic compatibility of technical equipment. Power quality limits in public electrical systems).
2. IEC 61000-4-11 Ed. 2.0 b:2004. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4–11: Testing and measurement techniques – Voltage dips, short interruptions and voltage variations immunity tests.
3. IEC 61000-4-34 Ed. 1.0 b:2005. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4–34: Testing and

measurement techniques – Voltage dips, short interruptions and voltage variations immunity tests for equipment with input current more than 16 A per phase.

4. C. J. Melhorn, T. D. Davis, G. E. Beam. Voltage Sags: their impact on the utility and industrial customers // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1988. – Vol. 34. – No. 3, – P. 549–558.
5. M. F. McGranaghan, D. R. Mueller, M. J. Samotyj. Voltage sags in industrial systems // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1993. – Vol. 29, – No. 2, – P. 397–404.
6. Фишман В. Провалы напряжения в сетях промпредприятий // Новости Электротехники. – 2004 – № 5 (29) – С. 40–43.
7. A. Kelley, J. Cavaroc, J. Ledford, L. Vassalli. Voltage regulator for contactor ride-through // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2000. – Vol. 36. – No. 2. – P. 697–704.
8. P. Andgara, G. Navarro, J. I. Perat. A new power supply system for AC contactor ride-through. 9th International Conference «Electric Power Quality and Utilisation», Barcelona, 9-11 October, 2007.
10. I. Iyoda, M. Hirata, N. Shigei, S. Pounyakheth, K. Ota. Affect of Voltage Sags on Electro-magnetic Contactor. 9th International Conference «Electric Power Quality and Utilisation», Barcelona, 9-11 October, 2007.

Поступила в редакцию 21.05.08 г.

После доработки 17.06.08 г.

У статті розглядається питання про режим живлення потужного контактора змінного струму при короткочасних провалах напруги в мережах 0.4 кВ промислових підприємств і в мережах власних потреб підстанцій, під час аварійних режимів у мережах високої напруги. Пропонується два альтернативних рішення, одне із яких засноване на втриманні контактора в замкнутому положенні при короткочасних провалах напруги, а інше - на миттєвому відключенні контактора з наступним його поверненням з витримкою часу.

In the article the difference between electrical equipment in manufacturing plants and that in electrical power substations is discussed. These differences dictate two different sets of requirements for the supplying of power to large AC contactors. In accordance with these requirements the article offers two technical solutions: one of which is based on the contactor remaining in the closed position at voltage sag; and the second is based on the instantaneous switching-off of the contactor at voltage sag with a subsequent switching-on with time delay following voltage level restoration.

УДК 621.316.11

А. П. Заболотний, Д. В. Федоша, О. О. Яценко, Н. Л. Криворученко

Удосконалений метод потенційної функції для формування оптимальної структури розподільчої мережі

Проведено аналіз існуючих методів проектування систем електропостачання. Розроблено удосконалений метод еквіпотенційних поверхонь та виконано порівняння запропонованого методу з тензорним методом.

Задачі, що вирішуються при проектуванні систем електропостачання, різноманітні за своїм змістом та складністю. Однією з них є задача про джерела живлення електричної мережі: визначення їх кількості, потужності, місць розташування, розподіл за ними приймачів електроенергії, питання компенсації реактивної потужності, резервування за низькою стороною, улаштування проміжних вузлів навантаження (рівнів розподільчої мережі).

В існуючих методах перераховані питання розглядаються незалежно одне від одного, окрім того вони ставляться відокремлено для цехових, заводських, міських мереж. Основні підходи до рішення поставлених задач базуються на пошуку однозначних рішень, які не вимагають чи зводять до мінімуму співставлення показників за допомогою мінімізації функціоналів витрат, записаних в алгебраїчній, інтегральній та інших формах [1–5].

Також процес проектування ускладнює фактор суб'єктивної точки зору. Суб'єктивність при рішенні задач побудови розподільчої мережі полягає у тому, що прийняття рішень в процесі проектування енергетичних систем здійснюється при дефіциті науково обґрунтованих рекомендацій та методик, що обмежує можливість оцінки техніко-економічних показників рішень, що приймаються, знижує ефективність проектних розробок і збільшує тягар відповідальності особи, що приймає рішення. Таким чином, рішення які приймаються, багато в чому залежить від власного досвіду проектувальника і носить суб'єктивний характер, як результат – поза увагою залишаються інші існуючі рішення.

Для виключення впливу цих факторів на практиці використовують методи варіантного співставлення – методи випадкового перебору варіантів можливих схем розподільчої мережі. Ці методи є досить ефективними так, як в рамках їх застосування проводяться повний перебір усіх можливих варіантів рішень поставлених задач, серед яких обирається варіант, що відповідає деякому критерію оптимальності та граничним обмеженням, накладеним умовами проекту на показники властивостей груп приймачів і мереж, що об'єднують їх з джерелом живлення. Оскільки перебір проводиться серед усіх можливих варіантів, то ймовірність неврахування якихось рішень істотно знижується. Недоліком методу є кількість варіантів перебору, яка при сумісному рішенні вищезазначених задач помітно зростає, збільшуючи час проектування. Тому при рішенні задач побудови розподільчої мережі необхідно організувати автоматичну селекцію варіантів мережі на основі усієї сукупності вихідних даних та задач,

які необхідно вирішити.

На практиці вже існують методи, які намагаються вирішити задачу побудови розподільчої мережі. Найбільш поширеними та часто застосованими є тензорний метод та метод еквіпотенційних контурів. Використання тензорного методу пояснюється тим, що в задачах проектування систем промислового електропостачання, в яких приймачі електроенергії розглядаються як точки, що характеризуються питомими зведеними витратами на елементи систем електропостачання, активним або реактивним навантаженням та іншим, і, крім того, координатами місць розташування, властивості розподілу цих величин мають тензорну природу і найбільш повно можуть бути описані тензорами [6, 7].

Тензор має два незалежних інваріанта, за допомогою яких можна побудувати будь-яке число інших інваріантів, які описують характеристичні властивості розподілу навантаження у групі, що досліджується. Координати ξ_0 і η_0 , у яких компоненти тензора набувають найменшого значення, виражаються формулами:

$$\xi_0 = \frac{\sum_{i=1}^n P^k x_i}{\sum_{i=1}^n P^k_i}; \quad \eta_0 = \frac{\sum_{i=1}^n P^k y_i}{\sum_{i=1}^n P^k_i}, \quad (1)$$

де P_i – потужність i -го приймача електроенергії, кВт;

x_i, y_i – координати i -го приймача електроенергії, м;

k – коефіцієнт будь-яке раціональне додатне число, що визначає ступінь зваженості функціоналу витрат за потужністю, в. о.

Показник ступеню k для заданої групи приймачів визначається із додаткових умов так, що: при $k > 1$ – приймачі з більшим навантаженням у середньому розташовані ближче до точки (ξ_0, η_0) , ніж з меншим, і при $k < 1$ – приймачі з меншим навантаженням в середньому ближчі до цієї точки, ніж з більшим.

Для аналізу вище описаного метода розглянемо задачу живлення заданої кількості приймачів електроенергії, які мають першу категорію за надійністю електропостачання та для яких передбачено місцеву компенсацію реактивної потужності (табл. 1). Необхідно визначити кількість джерел живлення, координати їх місць розташування та розподіл електроприймачів за ними.

Таблиця 1. Дані про приймачі електроенергії

№	P_i^k , кВт	x_i , м	y_i , м	$I_{розр}$, А	F , мм ²	d_i , грн./м
1	62,00	9	27	89,49	25	6,4
2	19,10	6	33	27,57	4	1,05
3	243,50	22	27	351,46	185	46,4
4	95,50	39	27	137,84	50	13
5	63,00	60	27	90,93	25	6,4
6	86,00	66	33	124,13	35	9
7	128,00	6	45	184,75	70	18
8	125,00	6	39	180,42	70	18
9	125,70	24	39	181,43	70	18
10	58,50	54	45	84,44	25	6,4
11	50,00	66	45	72,17	16	4,2
12	37,50	54	39	54,13	10	2,6
13	32,00	66	39	46,19	10	2,6
14	104,00	12	20	150,11	50	13
15	84,00	31	21	121,24	35	9
16	102,00	22	15	147,22	50	13
17	62,70	46	21	90,5	25	6,4
18	64,00	63	20,5	92,38	25	6,4
19	157,00	55	15	226,61	95	24
20	76,00	9	9	109,7	35	9
21	36,00	31	9	51,96	10	2,6
22	50,00	9	3	72,17	16	4,2
23	80,00	27	3	115,47	35	9
24	60,00	49	9	86,6	25	6,4
25	51,20	49	3	73,9	16	4,2
26	24,00	66	9	34,64	6	1,5
27	17,00	66	3	24,54	4	1,05
28	80,00	24	45	115,47	35	9

d_i – питомі витрати на одиницю довжини провідникового матеріалу;

F – переріз провідника, мм²;

$I_{розр}$ – розрахунковий струм i -го електроприймача.

В рамках методу кількість джерел живлення j належить до числа вихідних даних, необхідних для розрахунку і повинна задаватися проектувальником. Приймаємо: $j = 1, \dots, n$, де $n = 2$.

Також на першому етапі розрахунку в довільному порядку вибираються координати місць розташування центрів живлення (ξ, η) : $\xi_1 = 55$, $\eta_1 = 40$ и $\xi_2 = 20$, $\eta_2 = 10$.

Задана множина електроприймачів розподіляється в залежності від зони обслуговування, що вимагається, за правилом [7]:

$$P_i^{k_j} \cdot \sum_{x,y} ((x_i - \xi)^2 + (y_i - \eta)^2) \leq P_i^{k_l} \times \sum_{x,y} ((x_i - \xi_l)^2 + (y_i - \eta_l)^2), \quad (2)$$

де $l = 1, \dots, n; l \neq j$.

На першому кроці розрахунку приймаємо $k = 0$ і весь розподіл зводиться до діючого в проектній практиці принципу «підключення електроприймачів до найближчого джерела живлення».

За результатами розрахунку отримуємо наступний розподіл електроприймачів за джерелами живлення:

ДЖ1 : 4,5,6,10,11,12,13,17,18,19,26,27,28;

ДЖ2 : 1,2,3,7,8,9,14,15,16,20,21,22,23,24,25.

На наступному етапі розрахунків для кожного значення показника k з множини його значень $k = 0, 0.1, 0.2, 0.5, 1, 2, 3$ для кожної групи приймачів визначаємо координати центра скупчення за формулами (1), отримані результати приведені в табл. 2.

Таблиця 2. Координати центрів (в метрах) скупчень для різних значень показника k

	$k=0$	$k=0.1$	$k=0.2$	$k=0.5$	$k=1$	$k=2$	$k=3$
ξ_1	55,769	55,441	55,125	54,262	53,136	52,059	52,175
η_1	28,346	28,53	28,673	28,861	28,483	26,012	22,75
ξ_2	20,8	20,72	20,627	20,291	19,695	19,052	19,403
η_2	20,133	20,433	20,754	21,808	23,677	26,769	28,192

Знаходимо значення Z витрат на мережу (гривні) для кожної групи за формулою:

$$Z = \sum_{j=1}^n d_i \sqrt{(x_i - \xi_i)^2 + (y_i - \eta_i)^2}. \quad (3)$$

Також знаходимо екстремальне значення функціоналу витрат M_i (гривні) для кожної групи:

$$M_i = R \cdot \sqrt{\sum_{i \in A_j} d_i^2 \cdot P_i^{-k_j}}, \quad (4)$$

де R – відстані від джерела живлення до приймача електроенергії.

Рівень бажаності селекції варіантів електричних мереж будемо оцінювати за допомогою функціоналів[7]:

$$\Phi = \sum_j M_k(j), \quad \Delta\Phi = \sum_j M_i(j) - Z_i(j), \quad (5)$$

що будуються за верхніми межами функцій витрат (4) та вихідними функціями (3).

Таблиця 3. Залежності функціоналів (5) від коефіцієнта k

№ Гр	Показ -ник	$k = 0$	$k = 0.1$	$k = 0.2$	$k = 0.5$	$k = 1$	$k = 2$	$k = 3$
1	M_i	761	748.9	739.39	727.21	750.38	1015.21	1801.02
2	M_i	1100.99	1080.68	1063.69	1032.8	1026.33	1258.43	2075.53
Σ	Z	2461,6	2460,03	2458,89	2458,11	2465,13	2492,011	2492,82
	Φ	1861.99	1829.5	1803.2	1760.1	1776.71	2273.64	3876.55
	$\Delta\Phi$	-599,61	-630,53	-655,69	-698,01	-688,42	-218,371	1383,75

Таблиця 4. Результати формування структури розподільчої мережі розрахунку за тензорним методом

Вузли					
№ Вузла	Приймачі	Потужність трансформаторів Вузла (КТП), кВА	ККД вузла навантаження, %	Координати розташування вузла (КТП) (X;Y), м	
01	3, 4, 5, 9, 10, 11, 12, 16, 17, 18, 25, 26, 27	2x630	98,77	(53;28)	
02	0, 1, 2, 6, 7, 8, 13, 14, 15, 19, 20, 21, 22,23, 24	2x1000	80,65	(20;23)	
Провідники					
Ділянка (Вузл-Приймач)	Довжина, м	Переріз, мм ²	Ділянка (Вузл-Приймач)	Довжина, м	Переріз, мм ²
01-0	44,0	25	01-14	23,1	35
01-1	47,3	4	01-15	33,6	50
01-2	31,0	185	02-16	26,1	25
02-3	19,4	50	02-17	43,1	25
02-4	40,2	25	02-18	35,9	95
02-5	47,1	35	01-19	47,9	35
01-6	50,0	70	01-20	29,1	10
01-7	48,3	70	01-21	50,6	16
01-8	31,0	70	01-22	36,1	35
02-9	40,5	25	01-23	19,4	25
02-10	51,0	16	01-24	25,3	16
02-11	37,6	10	02-25	48,1	6
02-12	48,7	10	02-26	50,2	4
01-13	41,8	50	02-27	22,4	35

Аналіз результатів (табл. 3, табл. 4) показує, що тензорний метод не дає можливості обрати оптимального для заданої множини електроприймачів розташування центрів живлення, а лише уточнює координати задані проектувальником. Окрім того і результат цього уточнення залежить від величини коефіцієнта k , що також задається проектувальником. Так у першому варіанті мінімальних значень функціонал $\Delta\Phi$ досягає при значенні $k = 0,5$, це свідчить про те, що для даного випадку координати центрів живлення доцільно змістити ближче до електроприймачів з меншими значеннями потужності. У другому варіанті

мінімальне значення функціоналу оптимізації отримуємо при $k = 2$, а значить, центри живлення зміщені до електроприймачів з більшими потужностями. Наявність величини k у розрахунках також зменшає кількість варіантів, що розглядається при проектуванні, так як множина значень k задається у довільному порядку.

Ще одним недоліком методу є те, що розподіл електроприймачів за джерелами живлення відбувається виключно на основі їх близькості до джерела. При цьому не враховуються витрати на провідниковий матеріал, втрати енергії та потужності у розподільчій мережі.

Уточнення координати центрів живлення відбувається лише на основі питомих витрат на мережу і також не враховує втрати енергії та потужності у розподільчій мережі. Крім того, тензорний метод не дає змоги оцінити можливі варіанти потужності центрів живлення та їх коефіцієнти завантаження.

Метод екіпотенційних контурів дозволяє простежити закономірності розподілу навантажень приймачів електроенергії, здійснити розподіл заданого числа приймачів на групи, кожна з яких повинна отримати живлення зі свого центра, базуючись тільки на властивостях електроприймачів (розміщення, потужність), знайти області розташування центрів електричних навантажень в цих групах [8].

Суть методу полягає в проведенні аналогії між навантаженням P_i приймачів, розташованих в точках x_i ; y_i , та потенціалами деяких джерел енергії, розташованих у тих же точках. Потенціали цих джерел дорівнюють навантаженням приймачів. При віддаленні від точки розташування приймача потенціал від джерела, розташованого у тій самій точці, буде зменшуватися, та в деяких віддалених точках потенціал буде близький до нуля. Сукупність всіх потенціалів джерел енергії утворює потенційну поверхню (через це цей метод має ще назву «метод потенційної функції») яку можна описати потенційною функцією (6) [9]:

$$P(x, y) = \sum_{i=1}^n P_i \cdot e^{-1\alpha[(x-x_i)^2+(y-y_i)^2]} \quad (6)$$

де P_i – потужність i -ого електроприймача, Вт;

α – контрастності рельєфу, в. о.;

x_i, y_i – координати i -ого електроприймача, метри.

На потенційній поверхні можна виділити екіпотенційні контури – місце точок, яке обумовлене близькими за значенням потенціалам (в ідеалі потенціали рівні). Екіпотенційні контури виділяють області на потенційній поверхні [8]. Приймачі що знаходяться в середині однієї виділеної області, утворюють групу з центром електричного навантаження, що його розташовано у точці найбільшого потенціалу виділеної області. Кількість груп, на які розподіляються приймачі залежить від значення коефіцієнту контрастності рельєфу α (6), який задається проектувальником. Таким чином всі приймачі розподіляються на групи. Для кожної групи визначається центр електричних навантажень, де буде розташовано джерело живлення групи.

Але у цього методу є ряд недоліків, які не дозволяють цьому методу однозначно та в повній мірі вирішити задачу побудови оптимальної розподільчої мережі [9]. Так наприклад, при формуванні груп приймачів за допомогою екіпотенційних контурів виникають складнощі в реалізації процедури визначення екіпотенційних контурів за допомогою числових методів. Пов'язано це з необхідністю обробки великого масиву даних та багаторазовим повторенням розрахунку для врахування усіх можливих варіантів розподільчої мережі. Також при ручному визначенні діє принцип суб'єктивності проектувальника, особливо при виборі контуру за наявності приймачів, які лежать близько до меж контурів. Отже розрахунок повинен проводитись виключно програмними методами. У зв'язку з вище

викладеним недоліками та надання методу більш широкого застосування була поставлена мета модифікації даного методу.

Метою статті є вдосконалення методу потенційної функції для формування оптимальної структури розподільчої мережі.

Сутність розвитку даного методу полягає в наступному. Використання у розрахунках замість активної потужності, повної потужності (S_i) дозволяє одночасно розглянути й вплив компенсації реактивної потужності на розподільчу мережу, та врахувати це питання при її побудові.

Введемо в (6) коефіцієнт, що враховує втрати потужності від джерела живлення до приймача (7):

$$\alpha_{\Delta P_i} = \frac{P_i^2 \cdot \rho}{U_i^2 \cdot F_i}, \quad (7)$$

де ρ – питомий опір матеріалу провідника, $\frac{\text{Ом} \cdot \text{мм}^2}{\text{км}}$;

F_i – переріз, мм²;

U_i – напруга, кВ;

P_i – потужність приймача.

Використання коефіцієнту $\alpha_{\Delta P_i}$ дає можливість одразу оцінити ступінь майбутніх втрат у провідниковому матеріалі при визначенні центру електричних навантажень. В результаті вираз (6) приймає вигляд (8):

$$P(x, y) = \sum_{i=1}^n S_i \cdot e^{-1\alpha \cdot \alpha_{\Delta P_i} [(x-x_i)^2+(y-y_i)^2]} \quad (8)$$

Наявність електроприймачів, що розташовані близько до меж екіпотенційних контурів викликає необхідність введення додаткового критерію, в якості якого було запропоновано «технічний» критерій. Формування груп виключно за екіпотенційними контурами замінюється формуванням за двома критеріями відбору: «потенційним» та «технічним».

За «потенційним» критерієм на потенційній поверхні визначається точка максимуму потенціалу та приймачі, які брали участь у формуванні її потенціалу, тобто ті приймачі потенціали яких у цій точці, більше нуля. Ці приймачі зараховуються до «потенційної групи».

«Технічний» критерій відбору проводить відбір з «потенційної групи» до групи, потужність приймачів якої відповідає потужності ймовірного джерела їх живлення (комплектна трансформаторна підстанція, силовий пункт). Тобто зі сформованої «потенційної групи» вибираємо електроприймачі, при яких завантаження джерела живлення буде оптимальним (критерій оптимальності завантаження джерела живлення розглянуто нижче). Виконується це наступним чином «потенційна група» сортується за ступінню небажаності відносно точки максимуму потенціалу. Ступінню небажаності виступає потенціал джерела або втрата потужності. Електроприймачі, що були відкинуті обома критеріями, повертаються до загальної групи, і для них формується нова потенційна поверхня за виразом (8) та проводиться сортування за «потенційним»



Рис. 1. Алгоритм удосконаленого методу (взаємодія критеріїв відбору)

і «технічним» критеріями добору. Процедура повторюється до тих пір, доки всі приймачі не увійдуть до груп. На основі цього положення сформовано алгоритм методу, якій наведено на рис. 1.

Задля порівняльного аналізу запропонованого вдосконалення методу потенційної функції з вже існуючими методами було виконано програмну реалізацію методу у відповідності до розробленого алгоритму (рис. 1). Для реалізації цього алгоритму було використано інтерактивну систему розробки програмної забезпечення «C++Builder». На програмну реалізацію також було покладено поетапну ілюстрацію роботи алгоритму, яка є метою дослідження процесів формування структури систем електропостачання.

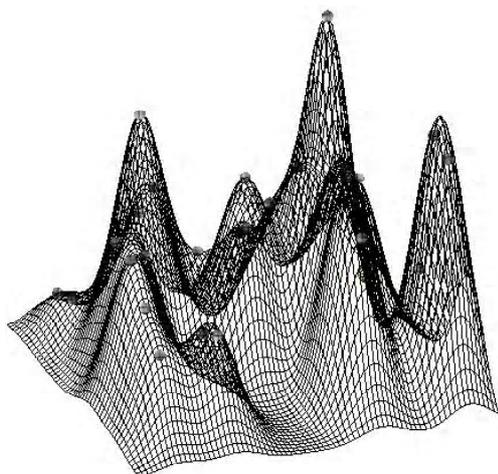


Рис. 2. Еквіпотенціальна поверхня від усіх електроприймачів

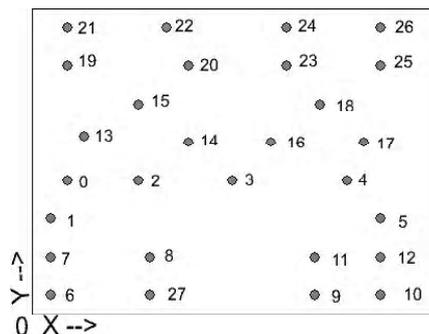
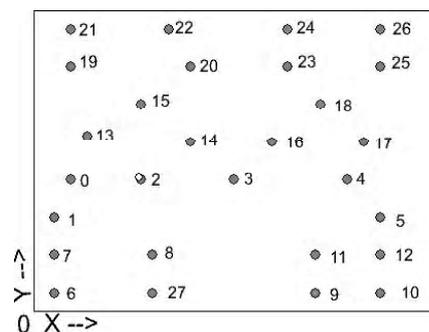
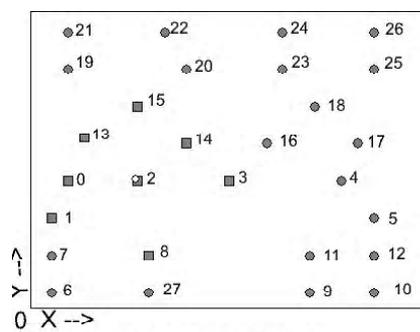


Рис. 3. Розташування приймачів



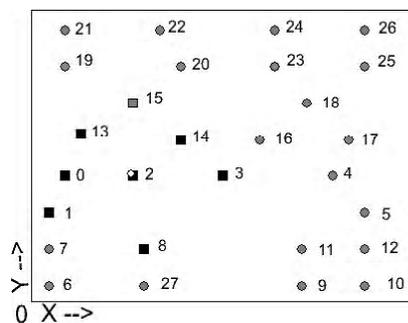
○ - Максимум потенційної функції

Рис. 4. Максимум потенційної функції



○ - Максимум потенційної функції
■ - Приймачі "потенційної" групи

Рис. 5. «Потенційна» група



○ - Максимум потенційної функції
■ - Приймачі "потенційної" групи
■ - Приймачі "технічної" групи

Рис. 6. «Технічна» група

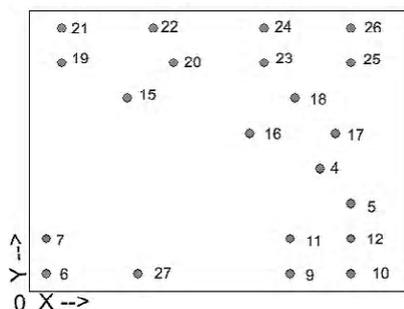


Рис. 7. Початок другої ітерації

Результати розрахунку за вдосконаленим методом зведено до табл. 5.

Порівняння тензорного та удосконаленого методу потенційної функції за матеріальними витратами проводимо за вартістю розподільчої та живлячої мереж (на провідниковий матеріал) та вартістю комплектних трансформаторних підстанцій (без урахування монтажних-будівельних робіт). Для розподільчої мережі розрахунок проводимо на основі вартості кабелів мар-

ки АВВГ (обраного перерізу станом на 2005 рік) а для живлячої мережі – на основі вартості кабелів з алюмінієвими жилами (станом на 2005 рік). Вартості КТП приймаємо станом на 2006 рік (масляні трансформатори ТМ).

Також проводимо розрахунок витрат електроенергії у розподільчій, живлячій мережах та трансформаторах і визначаємо втрати в грошовому еквіваленті за тарифом 0,53 грн/кВтгод (тариф для промислових споживачів з межею балансової належності на напрузі 35 кВ).

Результати розрахунку грошових витрат зведено до табл. 6.

Таблиця 6. Порівняння грошових витрат за кожним методом

Метод	Капітальні вкладення, грн.		Річні втрати, грн.	
	Тензорний	Удосконалений	Тензорний	Удосконалений
Розподільча мережа	5815,2	3653,37	8654,18	3653,97
Живляча мережа	1600,11	4293,21	795,39	1022,60
Трансформатори	241542,00	381586,00	86565,82	59870,83
ВСЬОГО	248957,32	388455,49	96015,39	64547,45

Таблиця 5. Результати формування структури розподільчої мережі за вдосконаленим методом

Вузли					
№ Вузла	Приймачі	Потужність трансформаторів Вузла (КТП), кВА	ККД вузла навантаження, %	Координати Розташування вузла (КТП) (X;Y), м	
01	16, 18, 23, 24,25,26	2x400	98,51	(50;10)	
02	4, 5, 9, 10, 11, 12, 17	2x400	98,54	(63;35)	
03	19, 20, 21, 22	2x250	98,33	(17;6)	
04	6, 7, 27	2x250	98,46	(7;43)	
05	0, 1, 2,3, 8, 13, 14, 15	2x630	98,51	(22;27)	
Провідники					
Ділянка (Вузл-Приймач)	Довжина, м	Переріз, мм ²	Ділянка (Вузл-Приймач)	Довжина, м	Переріз, мм ²
05-0	13,0	25	05-14	10,8	35
05-1	17,1	4	05-15	12,0	50
05-2	0,0	185	01-16	11,7	25
05-3	17,0	50	02-17	14,5	25
02-4	8,5	25	01-18	21,5	95
02-5	3,6	35	03-19	8,5	35
04-6	2,2	70	03-20	14,3	10
04-7	4,1	70	03-21	8,5	16
05-8	17,5	70	03-22	10,4	35
02-9	13,5	25	01-23	1,4	25
02-10	10,4	16	01-24	7,1	16
02-11	9,8	10	01-25	16,0	6
02-12	5,0	10	01-26	17,5	4
05-13	12,2	50	04-27	18,1	35

Отримані результати показують, що вдосконалений метод дає змогу зменшити капітальні вкладення на провідниковий матеріал розподільчої мережі на 37,18 %, втрати електроенергії на 32,77 % в цілому, що забезпечується за рахунок зменшення втрат на 57,78 % у розподільчій мережі та на 30,84 % втрат у трансформаторах при зростанні втрат на 22,22 % у живлячій мережі.

Зниження втрат електричної енергії в трансформаторах обумовлено більш високим коефіцієнтом корисної дії вузлів навантаження за рахунок оптимізації завантаження трансформаторів (табл. 4, табл. 5). Це стало можливе завдяки тому, що в запропонованому методі фактично виконувався вибір приймачів які б утворили вузол навантаження для обраного трансформатора, виходячи з вимоги найвищого коефіцієнтом корисної дії утворююмого вузла, це виконується завдяки «технічному критерію». Також завдяки взаємодії «технічного критерію» та «потенційного критерію» відбувається визначення оптимальної кількості вузлів навантаження.

Висновки

Використання вдосконаленого методу дало можливість побудувати більш оптимальну структуру розподільчої мережі з меншими втратами потужності та затратами на провідниковий матеріал. Порівняльний аналіз отриманих результатів численного розрахунку (табл. 6) показав, що досягнуто збільшення капітальних вкладень за вдосконаленим методом на 139498,17 грн., а річні втрати електроенергії зменшились на 31467,94 грн.; при цьому збільшення капітальних вкладень окупиться за 4,43 року (без врахування тенденції росту тарифів на електроенергію).

Перелік посилань

1. Каялов Г. М., Балабанян Г. А. Геометрические принципы размещения цеховых подстанций // Электричество. – 1972. – № 8. – С. 8–11.
2. Тарнижевский М. В., Кривцов Б. М., Городничев А. В. Алгоритмы автоматизированного проектирования городских электрических сетей напряжением до 1000 В // Электричество.–1979. – № 3. – С.16–20.
3. Щукин Б. Д., Лыков Ю. Ф. Применение ЭВМ для проектирования систем электроснабжения. – М.: Энергия, 1973. – 310 с.
4. Основы построения промышленных электрических сетей / Г. М. Каялов, А. Э. Каждан, И. Н. Коваленко. – М.: Энергия, 1978. – 378 с.
5. Федоров А. А., Каменева В. В., Хмель С. Р. Определение центра электрических нагрузок для оптимального размещения питающих подстанций промышленных предприятий // Электричество. – 1974. – № 8. – С. 31–34.
6. Кончин Н. Е. Векторное исчисление и начала тензорного исчисления. – М: Наука, 1965. – 426 с.
7. Федоров А. А., Садчиков С. В. Характеристики и алгоритмы формирования и отбора вариантов систем промышленного электроснабжения // Электричество. – 1982. – № 2. – С. 2–8.
8. Федоров А. А., Каменева В. В. Основы электроснабжения промышленных предприятий. – М: Энергоатомиздат, 1984. – 473 с.
9. Айзерман М. А. Браверман Э. М., Розеноэр О. И. Метод потенциальных функций в теории обучения машин. – М: Наука, 1970. – 383 с.

Поступила в редакцию 26.06.08 г.

Проведен анализ существующих методов проектирования систем электроснабжения. Разработан усовершенствованный метод эквипотенциальных поверхностей и выполнено сравнение предложенного метода с тензорным методом.

The analysis of existing design techniques of systems of electrosupply is carried out. The advanced method of equipotential surfaces is developed and comparison of the offered method with tensor a method is spent.

Алексеевский Д. Г.

кандидат технических наук, Запорожская государственная инженерная академия

Андрюченко А. Н.

кандидат технических наук, Запорожский национальный технический университет

Антонов Н. Л.

аспирант, Запорожский национальный технический университет

Афанасьева И. О.

ассистент, Запорожский национальный технический университет

Белый П. М.

кандидат технических наук, Кременчугский университет экономики, информационных технологий и управления

Буров А. Н.

ассистент, Запорожская государственная инженерная академия

Варинская Л. А.

кандидат технических наук, Запорожский национальный технический университет

Гуревич В. И.

кандидат технических наук, Электрическая компания Израиля

Заболотный А. П.

кандидат технических наук, Запорожский национальный технический университет

Канов Л. Н.

кандидат технических наук, Севастопольский национальный технический университет

Корнус Т. М.

старший преподаватель, Запорожский национальный технический университет

Косенко И. А.

аспирант, Запорожский национальный технический университет

Криворученко Н. Л.

студент, Запорожский национальный технический университет

Лучко А. Р.

кандидат технических наук, Запорожский национальный технический университет

Оксанич А. П.

доктор технических наук, Кременчугский университет экономики, информационных технологий и управления

Орловский И. А.

кандидат технических наук, Запорожский национальный технический университет

Переверзев А. В.

доктор технических наук, Запорожский институт экономических и информационных технологий

Петренко В. Р.

кандидат технических наук, Кременчугский университет экономики, информационных технологий и управления

Притчин С. Е.

кандидат технических наук, Кременчугский университет экономики, информационных технологий и управления

Семенов В. В.

кандидат технических наук, Запорожская государственная инженерная академия

Синяевский А. А.

аспирант, Запорожский национальный технический университет

Скалько Ю. С.

аспирант, Запорожский национальный технический университет

Скрышцин Н. В.

кандидат технических наук, НТУ «ХПИ» г. Харьков

Страколист Е. В.

аспирант, Запорожский национальный технический университет

Стрункин Г. Н.

аспирант, Запорожская государственная инженерная академия

Таранец А. В.

ассистент, Запорожская государственная инженерная академия

Тиховод С. М.

кандидат технических наук, Запорожский национальный технический университет

Федоша Д. В.

ассистент, Запорожский национальный технический университет

Яценко О. О.

студент, Запорожский национальный технический университет

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. Електромеханіка 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 спеціально-призначення (термоядерних установок, прискорювачів, лазерів).

1.6.2. Електричні апарати високої та низької напруги.

1.6.3. Силова перетворювальна техніка (силові вентиля; 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 розрахунки, 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, машини, 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 будівель 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 виробництва, 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, покласти 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, вчений 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 авторіві.

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: rrv@zntu.edu.ua

Наукове видання

Електротехніка та електроенергетика №1/2008

науковий журнал

Головний редактор	д.т.н., професор	Волков О. В.
Заст. гол. редактора	к.т.н., доцент	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 04.07.2008. формат 60×84/8, 9,8 др. арк.
Тираж 300 прим. Зам. № 1190
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