Запорізький національний технічний університет

ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА

НАУКОВИЙ ЖУРНАЛ



(січень)

1'2009

Виходить два рази на рік (січень, липень)

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 2009

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. I.

Члени редколегії:

Андрієнко П. Д.	Д.Т.Н.	Півняк Г. Г.	д.т.н.,академік НАНУ
Биковський О. Г.	Д.Т.Н.	Піза Д. М.	Д.Т.Н.
Зіновкін В. В.	Д.Т.Н.	Потапенко Є. М.	Д.Т.Н.
Кириленко О. В.	д.т.н., академік НАНУ	Пуйло Г. В.	Д.Т.Н.
Клєпіков В. Б.	Д.Т.Н.	Труфанов I. Д.	Д.Т.Н.
Метельський В. П.	К.Т.Н.	Чумаченко В. П.	д.фм.н.
Онуфрієнко В. М	д.фм.н.	Яримбаш С. Т.	К.Т.Н.

Рекомендовано до видання Вченою радою Запорізького національного технічного університету, протокол № 5 від 22.12.2008 року.

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

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

3MICT

Ι ΕЛΕΚΤΡΟΤΕΧΗΙΚΑ

А. В. Волков, Ю. С. Скалько ИДЕНТИФИКАЦИЯ АКТИВНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ ПРИ ИХ ТЕМПЕРАТУРНОМ ДРЕЙФЕ
А. В. Близняков, В. М. Кораблев АНАЛИЗ УСТАНОВИВШЕГОСЯ ТЕПЛОВОГО РЕЖИМА ТОКОВЕДУЩЕГО КОНТУРА ИЗБИРАТЕЛЯ УСТРОЙСТВА РЕГУЛИРОВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРА
А. В. Волков, Н. Л. Антонов УСОВЕРШЕНСТВОВАННОЕ ОПТИМАЛЬНОЕ ПО БЫСТРОДЕЙСТВИЮ ВЕКТОРНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ СТАТОРНОГО ТОКА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ, ПИТАЕМОГО ОТ АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ
А. В. Макурин ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВАЛА НА ЕГО СТАТИЧЕСКИЕ И ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ
И. А. Орловский, Ю. В. Голянчук РАСЧЕТ НА РЕКУРРЕНТНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЯХ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ПРИ ПИТАНИИ ОТ АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ
С. М. Тиховод, И. О. Афанасьева, Т. М. Корнус МЕТОД КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ УСТАНОВИВШИХСЯ ПЕРИОДИЧЕСКИХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ
А. Р. Лучко, Т. В. Попова ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В МАГНИТОСВЯЗАННЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ
П. Д. Андриенко, С. И. Шило, А. О. Каплиенко, И. Ю. Немудрый ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМОВ ПРИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОМ СОЕДИНЕНИИ СЕРИЕСНЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА
А. П. Сінолиций , В. А. Кольсун, Д. О. Кальмус, М. В. Жуйков КОМУТАЦІЙНІ ПРОЦЕСИ В СИСТЕМАХ ГРУПОВОГО ЖИВЛЕННЯ І КЕРУВАННЯ ЕНЕРГОЄМНИМИ УСТАНОВКАМИ4

И. В. Авдеев, А. П. Заболотный, Ю. В. Даус ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭНЕРГОСНАБЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ОПТИМИЗАЦИИ СТРУКТУРЫ ЭНЕРГОБАЛАНСА ПРЕДПРИЯТИЯ	. 68
Л. Н. Канов ПРИМЕНЕНИЕ СХЕМНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ДЛЯ РАСЧЕТА РЕЖИМОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА	Л . 72
В. А. ВОЛКОВ ИСТОЧНИК ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ, СНИЖАЮЩИЙ ТОК В НЕЙТРАЛЕ ТРЕХФАЗНОЙ СЕТИ ПЕРЕМЕННО НАПРЯЖЕНИЯ	ГО . 76

Ι. ΕЛΕΚΤΡΟΤΕΧΗΙΚΑ

УДК 621.314.632

А. П. Сінолиций, В. А. Кольсун, Д. О. Кальмус, М. В. Жуйков

Комутаційні процеси в системах групового живлення і керування енергоємними установками

Приведені особливості формування комутаційних процесів в системах групового живлення і керування енергоємними установками з урахуванням реальних навантажень. Створена математична модель та побудований, на її основі, алгоритм розрахунку комутаційних спотворень при роботі групи перетворювальних пристроїв на мережу живлення. Наведені приклади розрахунку формування комутаційних режимів групи турбомеханізмів та механізмів прокатного стану ДС – 250/150 – 6 ВАТ «АРСЕЛОРМІТТАЛ КРИВИЙ РІГ».

Потужність нелінійних навантажень, які складаються, в основному, із перетворювальних пристроїв, у цехових мережах сучасного енергоємного виробництва України вже сьогодні становить близько 80 % загальної встановленої потужності, коефіцієнт нелінійних спотворень кривої напруги в мережах 0,38 кВ цих цехів може досягати 10-15%, а в мережах 6, 10 кВ - до 5%. Відомі дослідження і розробки цього напряму базуються на точних і наближених методах аналізу і розрахунку [1-3], а для групових установок при визначенні коефіцієнта несинусоїдності К_{нсs} рекомендовані спрощені вирази [2] або методи вірогідності на основі статистичних даних [4]. Характерні особливості комутаційних процесів одиночної тиристорної установки неодноразово розглянуті в [2, 3, 5]. Для групових установок при визначенні коефіцієнту несинусоїдності К_{нсs} рекомендовані спрощені вирази [2] або ймовірнісні методи на основі статистичних даних [4].

Найбільш загальним при любій структурі є критерій оцінки комутаційних спотворень напруги мережі живлення, який визначається через коефіцієнт несинусоїдності [6]:

$$K_{HC\Sigma} = \frac{1}{U_{(1),M}} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \frac{1}{T} \int_{0}^{T} U_{(k)\Sigma}^{2}(t) dt} , \qquad (1)$$

де $U_{(1)_{M}}$ – діюче значення напруги основної частоти мережі живлення (інколи приймається номінальна напруга мережі U_{μ}); $U_{(k)S}(t)$ – миттєве значення напруги *k*-ї гармоніки, викликаної комутаційними спотвореннями групи перетворювальних пристроїв.

Принципово можливі два підходи до оцінки комутаційних спотворень напруги мережі живлення. Перший базується на розкладанні в ряд Фур'є спотвореної кривої фазної (лінійної) напруги [2, 3], другий – на використанні теорії змінних струму, виходячи з відомих гармонік струмів (їх аналітичних виразів) та відповідних еквівалентних схем та параметрів.

При роботі групи тиристорних пристроїв на мережу виникає кілька характерних режимів, які обумовлені взаємним впливом комутаційних процесів перетворювачів через загальну для них індуктивність мережі. Перший режим характеризується суттєвим розбігом їх кутів керування і комутації не співпадають у часі. В такому випадку розрахунки електромагнітних процесів взаємовпливу можна звести до розрахунків одиночних установок (особливо це стосується для методик основаних на гармонічному аналізі). У разі збігу комутаційних процесів різних перетворювачів у часі, розрахунки суттєво відрізняються. В останньому випадку можуть виникати навіть аварійні режими перетворювачів завдяки неприпустимому збільшенню тривалості комутації. Аналіз комутаційних процесів особливо необхідно проводити для групи електроприводів, для яких відомо, що різниця між кутами керування невелика, а струм навантаження досягає досить суттєвих значень (вказаний випадок характерний для прокатного виробництва).

Однак, дотепер аналіз даних електромагнітних процесів у вітчизняній і закордонній науково-технічній літературі розглянутий недостатньо, незважаючи на гостру потребу практики.

Метою статті є аналіз комутаційних процесів у систитих прутового хараунання й керування енергоємних установок з урахуванням реальних навантажень, розробка алгоритму розрахунку цих процесів і їхнього дослідження на прикладі турбомеханізмів і механізмів прокатного стану.

Схема заміщення електроенергетичної мережі з груповими перетворюючими пристроями при паралельному живленні від загальної мережі *N* перетворюючих пристроїв приведена на рис. 1.

Система диференційних рівнянь, яка описує процеси у вказаній вище груповій системі електроприводу в комутаційні моменти, набуває вигляду:

© А. П. Сінолиций, В. А. Кольсун, Д. О. Кальмус, М. В. Жуйков 2009 р.



Рис. 1. Схема заміщення мережі живлення групи перетворюючих пристроїв

$$2L_{M} \frac{di}{dt} + 2L_{1} \frac{di_{1}}{dt} = E_{A} - E_{B};$$

$$2L_{M} \frac{di}{dt} + 2L_{2} \frac{di_{2}}{dt} = E_{A} - E_{B};$$

$$....;$$

$$2L_{M} \frac{di}{dt} + 2L_{j} \frac{di_{j}}{dt} = E_{A} - E_{B};$$

$$....;$$

$$2L_{M} \frac{di}{dt} + 2L_{n} \frac{di_{n}}{dt} = E_{A} - E_{B};$$

$$i_{1} + i_{2} + ... + i_{j} + ... + i_{n} = i_{M}.$$
(2)

де $E_A = E_m \sin(wt)$, $E_B = E_m \sin(wt - 120^\circ)$ – напруги мережі фаз A та B відповідно; i_M – струм мережі, $i_1, i_2, ..., i_j, ..., i_n$ – струми відповідного перетворювача, і є функціями часу; L_M — еквівалентна індуктивність мережі, $L_1, L_2, ..., L_j, ..., L_n$ – індуктивності розсіювання трансформаторів перетворювачів.

Розв'язком системи (2) буде вираз:

$$\frac{di_j}{dt} = \frac{E_B - E_A}{2L_{_M} \left(a'_j - 1\right) \left(1 + \sum_{k=1}^n \frac{1}{a'_k - 1}\right)},$$
(3)

де $a'_{j} = (L_{j} + L_{M})/L_{M}$.

4

Розв'язавши рівняння (3) для фази *A*, враховуючи значення коефіцієнта a'_{j} (який знаходиться через індуктивний опір $x_{j} = wL_{j}$, $x_{_{M}} = wL_{_{M}}$ або через провідність $g_{j} = 1/x_{_{N}}$ $g_{_{M}} = 1/x_{_{M}}$):

$$i_{j} = Id_{0} - \frac{\sqrt{6U_{M}g_{j}g_{M}}}{2(g_{M} + g_{\Sigma})} \times (\cos(\omega t \mp \pi/6) \mp \cos(\alpha_{j})), \qquad (4)$$

де знак «–» береться при включенні, а знак «+» – при виключенні вентиля визначеної фази; а_j – кут керування *j*-м перетворювачем; *ld*₀ – початкове значення струму перетворювача для кожного періоду дослідження комутаційного перетворювача.

Нижче на рис. 2 представлений алгоритм для розрахунку кутів включення та виключення вентилів перетворювачів (*wt*), значень струму (*lt*), відносного провалу фазної (лінійної) напруги (*a*) для кожного періоду комутаційного процесу. В цьому алгоритмі *wt*, *a* – вектори стовпці розмірністю 2*N*; *lt*, *gt* – матриці розмірністю 2*N*×*N*. Величина *s* в алгоритмі змінюється від 1 до *N*. Параметри перетворювачів слід вводити у порядку збільшення їх кута включення. В блоці 17 значення струму розраховується за формулою (4) зі знаком «–».

За допомогою алгоритму (рис. 2) прораховуються усі можливі варіанти комутацій (враховуючи збіг комутацій різних перетворювачів) для любої кількості перетворювачів, підключених до мережі, яка підлягає дослідженню.

Використовуючи дані алгоритму (рис. 2), можна розрахувати гармоніки струму кожного (*j*-го) перетворювача:

$$A_{I}(k,j) = \sum_{\tau=1}^{2N-1} A'_{(k)Ij} \begin{pmatrix} \omega t_{\tau} - \pi/6, \omega t_{\tau+1} - \omega t_{\tau}, \\ It_{\tau+1,j} - It_{\tau,j}, gt_{\tau,j}, \\ \\ \sum_{s=1}^{N} gt_{\tau,s} \end{pmatrix},$$
(5)

$$B_{I}(k,j) = \sum_{\tau=1}^{2N-1} B'_{(k)Ij} \begin{pmatrix} \omega t_{\tau} - \pi/6, \omega t_{\tau+1} - \omega t_{\tau}, \\ iIt_{\tau+1,j} - It_{\tau,j}, gt_{\tau,j}, \\ \sum_{s=1}^{N} gt_{\tau,s} \end{pmatrix}; \quad (6)$$

`

/

де k — номер гармоніки;

$$A'_{(k)Ij}(\alpha,\gamma,Id,g_{j},g_{\Sigma}) = \frac{1}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}k\right) \times \\ \times (1 - \cos(\pi k)) \left\{ \frac{\sqrt{3} \cdot U_{m} \cdot g_{M} \cdot g_{j}}{g_{M} + g_{\Sigma}} \times \right. \\ \times \left[\frac{\sin\left[(k+1)\frac{\gamma_{i}}{2}\right] \cdot \sin\left[(k+1) \cdot \left(\alpha_{i} + \frac{\gamma_{i}}{2} + \frac{\pi}{2}\right)\right]}{k+1} - \frac{\sin\left[(k-1)\frac{\gamma_{i}}{2}\right] \cdot \sin\left[(k-1) \cdot \left(\alpha_{i} + \frac{\gamma_{i}}{2} + \frac{\pi}{2}\right)\right]}{k-1} - \frac{\sin\left[(k-1)\frac{\gamma_{i}}{2}\right] \cdot \sin\left[(k-1) \cdot \left(\alpha_{i} + \frac{\gamma_{i}}{2} + \frac{\pi}{2}\right)\right]}{k-1} - \frac{\left[\left(\sqrt{2}-\frac{\pi}{2}\right) + \frac{\pi}{2}\right]}{k-1} - \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}$$

$$-\frac{2}{k} \left[\frac{\sqrt{3} \cdot U_m \cdot g_M \cdot g_j}{g_M + g_{\Sigma}} \cdot \cos(\alpha_i) \times \\ \times \sin\left(k\frac{\gamma_i}{2}\right) \cdot \cos\left(k \cdot \left(\alpha_i + \frac{\gamma_i}{2} + \frac{\pi}{2}\right)\right) - \\ -I_{di} \cdot \sin\left(k \cdot \left(\alpha_i + \gamma_i + \frac{\pi}{2}\right)\right) \right] \right\};$$
(7)

$$B'_{(k)Ij}(\alpha,\gamma,Id,g_j,g_{\Sigma}) = \frac{1}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}k\right) \times \\ \times (1 - \cos(\pi k)) \times \left\{ \frac{\sqrt{3} \cdot U_m \cdot g_M \cdot g_j}{g_M + g_{\Sigma}} \times \right. \\ \times \left[\frac{\sin\left[(k+1)\frac{\gamma_i}{2}\right] \cdot \cos\left[(k+1) \cdot \left(\alpha_i + \frac{\gamma_i}{2} + \frac{\pi}{2}\right)\right]}{k+1} \\ \left. - \frac{\sin\left[(k-1)\frac{\gamma_i}{2}\right] \cdot \cos\left[(k-1) \cdot \left(\alpha_i + \frac{\gamma_i}{2} + \frac{\pi}{2}\right)\right]}{k-1} \right] +$$

$$+\frac{2}{k} \cdot \left[\frac{\sqrt{3} \cdot U_m \cdot g_M \cdot g_j}{g_M + g_{\Sigma}} \cdot \cos(\alpha_i) \cdot \sin\left(k\frac{\gamma_i}{2}\right) \times \right] \\ \times \sin\left(k \cdot \left(\alpha_i + \frac{\gamma_i}{2} + \frac{\pi}{2}\right)\right) - \left(-I_{di} \cdot \cos\left(k \cdot \left(\alpha_i + \gamma_i + \frac{\pi}{2}\right)\right)\right) \right].$$
(8)

Коефіцієнти Фур'є струму мережі представляють собою суму відповідних коефіцієнтів кожного перетворювача:

$$A_{I\Sigma}(k) = \sum_{j=1}^{N} A_I(k, j)$$

$$B_{I\Sigma}(k) = \sum_{j=1}^{N} B_I(k, j)$$
, (9)

де А,(k, j), В,(k, j) визначаються за (5) та (6). Гармоніки напруги спотворення визначаються наступним чином:

$$A_{\Delta U}(k) = \sum_{\tau=1}^{2N-1} A'_{(k)\Delta U}(a_{\tau}, \omega t_{\tau} - \pi/6, \omega t_{\tau+1} - \omega t_{\tau});$$

$$B_{\Delta U}(k) = \sum_{\tau=1}^{2N-1} B'_{(k)\Delta U}(a_{\tau}, \omega t_{\tau} - \pi/6, \omega t_{\tau+1} - \omega t_{\tau})$$
(10)

де

$$A'_{(k)\Delta Ui}(a_{\tau}, \omega t_{\tau} - \pi/6, \omega t_{\tau+1} - \omega t_{\tau}) = \frac{a_{\tau} \cdot \sqrt{3} \cdot U_m}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{3}k\right) \cdot (1 - \cos(\pi k)) \times \left\{\frac{\sin\left[(k+1)\frac{\gamma_i}{2}\right] \cdot \sin\left[(k+1) \cdot \left(\alpha_i + \frac{\gamma_i}{2} + \frac{\pi}{2}\right)\right]}{k+1} + \frac{\sin\left[(k-1)\frac{\gamma_i}{2}\right] \cdot \sin\left[(k-1) \cdot \left(\alpha_i + \frac{\gamma_i}{2} + \frac{\pi}{2}\right)\right]}{k-1}\right\}; (11)$$

$$B'_{(k)\Delta U}\left(a_{\tau},\omega t_{\tau}-\pi/6,\omega t_{\tau+1}-\omega t_{\tau}\right) = \frac{a_{\tau i}\cdot\sqrt{3}\cdot U_m}{\pi}\sin\left(\frac{\pi}{3}k\right)\cdot\left(1-\cos(\pi k)\right)\times$$

1



Рис. 2. Алгоритм розрахунку комутаційного процесу групового електроприводу

$$\times \left\{ \frac{\sin\left[\left(k+1\right)\frac{\gamma_{i}}{2}\right] \cdot \cos\left[\left(k+1\right) \cdot \left(\alpha_{i}+\frac{\gamma_{i}}{2}+\frac{\pi}{2}\right)\right]}{k+1} + \frac{\sin\left[\left(k-1\right)\frac{\gamma_{i}}{2}\right] \cdot \cos\left[\left(k-1\right) \cdot \left(\alpha_{i}+\frac{\gamma_{i}}{2}+\frac{\pi}{2}\right)\right]}{k-1} \right\}.$$
 (12)

Коефіцієнти Фур'є напруги спотворення можна визначити за методикою

$$A_{\Delta U}(k) = x_c \cdot k \cdot B_{I\Sigma}(k)$$

$$B_{\Delta U}(k) = -x_c \cdot k \cdot A_{I\Sigma}(k)$$
(13)

Створена математична модель дозволяє прораховувати комутаційні процеси для любої кількості перетворювальних пристроїв, які працюють на мережу живлення, з урахуванням характеру їх навантаження. Так, зважаючи на особливості навантаження турбомеханізмів, були прораховані випадки комутаційних процесів та відповідних енергетичних показників (за допомогою викладеної вище методики) для трьох регульованих приводів, які зображені на рис. 3.

Дослідження режимів взаємовпливу в СГЖК механізмами з циклічно-нестабільними навантаженнями проводилися на прикладі прокатного стану ДС – 250/150 – 6 ВАТ «АРСЕЛОРМІТТАЛ КРИВИЙ РІГ» по реальним вихідними даним (табл. 1).

Запропоновані розрахунки базувалися на обчисленні напруги спотворення мережі (рис. 4), викликаної комутаційними процесами, які відбуваються у групі перетворювачів, працюючих на одну мережу. Саме напруга спотворення розкладалася у ряд Фур'є (рис. 5) і знаходилося її діюче значення у відсотках (рис. 6). На рис. 5 та рис. 6 показані варіанти розрахунків для профілю прокатки 6,5 мм.

В розглянутому випадку використання саме напруги спотворення у відносних одиницях більш доцільне, ніж використання коефіцієнту несинусоїдності:



Рис. 3. Криві напруги (а), (б), комутаційних викривлень (в) та фазного струму (а) при продуктивностях механізмів $\overline{Q}_1 = 0,7$, $\overline{Q}_2 = 0,7$, $\overline{Q}_2 = 0,95$ і залежності гармонік комутаційних викривлень напруги (д), первинного струму (е) та коефіцієнту несинусоїдності (ж) для $\overline{Q}_1 = 0,7$, $\overline{Q}_2 = 0,7$, $\overline{Q}_3 = \text{var}$

№ кліті	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
U_d , B	250	250	260	250	250	210	240	250	200	200	250	300	390	390	400	400	400	480	450	500
I_d , A	270	250	250	400	650	600	600	750	1100	800	1000	400	500	550	900	1100	800	600	400	500
α,эл.гр.	70	70	69	70	70	73	71	70	74	74	70	66	58	58	57	57	57	50	53	48







Рис. 4. Напруга мережі живлення (а) прокатного стану та напруга спотворення (б)



Рис. 5. Рівні гармонік напруги спотворення секцій №2 (а) і №3 (б) підстанції КРЗ-12





Рис. 6. Рівні напруги спотворення секцій №2 (а) і №3 (б) підстанції КРЗ-12

$$K_{\mu c} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_{(k)}^2}}{U_{(1)}} \cdot 100 \approx \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{p} U_{(k)}^2}}{U_{\mu o M}} \cdot 100 , \qquad (14)$$

де *U*_(*k*) – діюче значення напруги *k*-ї гармоніки; *p* – номер останньої із врахованих гармонік. Це викликано тим, що у напругу спотворення входить перша гармоніка, яка сумірна з вищими (рис. 5) і вносить спотворення у напругу мережі живлення. Отже, використання напруги спотворення DU_c для аналізу впливу комутаційних процесів на мережу живлення більш доцільне, аніж коефіцієнту несинусоїд-

Висновки

1. Обґрунтовано метод математичного моделювання комутаційних процесів в ГСЖК, який враховує як незалежність так і збіг у часі комутацій *N* - перетворювальних пристроїв і дозволяє використанням запропонованих уніфікованих алгоритмів здійснити оцінку якісних і кількісних характеристик електромагнітного (комутаційного) впливу при значному розкиді кутів керування і навантаження *i*-х установок (механізмів).

2. Запропонований критерій оцінки взаємовпливу в СГЖК механізмами з циклічно-нестабільними навантаженнями у вигляді відносної напруги спотворення на відміну від загальноприйнятого коефіцієнта несинусоїдності надав можливість отримати більш повну інформацію про механізм формування рівнів гармонік напруги спотворення в окремих ділянках мережі живлення неперервного прокатного стану для різних профілей прокату.

Перелік посилань

 Высочанский В. С. Искажение формы напряжения сети при коммутации тока в мостовых выпрямителях / В. С. Высочанский. // Электричество. – 1973. – №4. – C. 15–21.

- Иванов В. С. Режимы потребления и качество электроэнергии систем электроснабжения промышленных предприятий / В. С. Иванов, В. И. Соколов. – М. : Энергоатомиздат, 1987. – 336 с.
- Шипилло В. П. Влияние тиристорного электропривода на питающую сеть / В. П. Шипилло // Электротехническая промышленность. Электропривод. – 1970. – №1. – С. 5–10.
- Жежеленко И. В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промышленных предприятий / И. В. Жежеленко. – М. : Энергоатомиздат, 1984. – 160 с.
- 5. Справочник по преобразовательной технике / под ред. И. М. Чиженко. К. : Техніка, 1978. 447 с.
- Пивняк Г. Г. Коммутационные процессы в электроэнергетических сетях с групповыми преобразовательными устройствами / Г. Г. Пивняк, А. Ф. Синолицый // Науковий Вісник НГА України. – 1999. – №6. – С. 110–113.

Поступила в редакцию 02.12.08 г.

Приведены особенности формирования коммутационных процессов в системах группового питания и управления энергоемкими установками с учетом реальных нагрузок. Разработана математическая модель и построенный на ее основе алгоритм расчета комутационных искажений при работе группы преобразовательных устройств на сеть. Приведены примеры расчета формирования коммутационных режимов группы турбомеханизмов и механизмов прокатного стана ДС-250/150-6 ВАТ «АРСЕЛОРМИТТАЛ КРИВОЙ РОГ»

The peculiarities of commutative processes creation in systems of group power supply and control of power-intensive installations subject to real loads are presented. The mathematical model and the algorithm of commutative distortions calculation constructed on its basis is developed at operation of converter installation group on a power line. The commutative calculations of turbomechanisms group and rolling mill mechanisms of «ArselorMittal Krivoy Rog» are given in the paper.

УДК 621.313.222:62-83

П. Д. Андриенко, С. И. Шило, А. О. Каплиенко, И. Ю. Немудрый

Исследование переходных режимов при последовательном соединении сериесных электродвигателей постоянного тока

Предложена и исследована эффективная антибоксовочная система для подвижного состава железных дорог с тяговыми электродвигателями постоянного тока. В статье разработана модель для исследования переходных режимов работы электродвигателей постоянного тока последовательного возбуждения при их последовательном соединении. Приведены результаты моделирования электромеханических процессов, происходящих при боксовании колесных пар подвижного состава железных дорог.

Обеспечение надежности работы электроподвижного состава в эксплуатации требует принятия мер по устранению такого негативного режима, как боксование. Боксование – это явление проскальзывания колеса железнодорожного транспорта, которое возникает при превышении тяговой силы, приложенной к колесу, силы сцепления колеса с рельсом. Данный режим очень опасен, так как при его возникновении появляются ползуны и мартенсит в зонах теплового воздействия, что приводит к повышенному износу и значительному

© П. Д. Андриенко, С. И. Шило, А. О. Каплиенко, И. Ю. Немудрый 2009 р.

снижению срока службы как колеса, так и рельса, и увеличению вероятности их повреждения [1].

В настоящее время на подвижном составе Украины очень широко применяется система, отслеживающая режим боксования на основании показаний датчиков напряжения, которые измеряют ЭДС якорных обмоток тяговых электродвигателей [2]. При этом система управления (исходя из сравнения разности показаний датчиков с опорным напряжением) выдает сигнал на пульт машиниста о возникновении указанного режима. На основании данного сигнала начинает работать система подсыпания песка, вследствие чего повышается коэффициент сцепления системы «колесо-рельс», из-за чего режим боксования прекращается. Но этого при определенных обстоятельствах (например, сильном загрязнении рельса) может быть недостаточно, и поэтому необходимо дополнительно снижать электромагнитный момент тягового двигателя боксующей колесной пары. Последнее в существующих контактных электротехнических тяговых комплексах подвижного состава постоянного тока достигается принудительным понижением якорного тока во всех тяговых электродвигателях (за счет понижения машинистом позиции тягового контроллера и, соответственно, введения в якорные цепи дополнительных пусковых резисторов, либо - путем уменьшения якорных напряжений импульсным регулятором в бесконтактных электротехнических тяговых комплексах) [2]. После указанного уменьшения якорного тока двигателей режим боксования прекращается, а на пульт машиниста подается сигнал о прекращении указанного режима. Затем машинист повышает позицию тягового контроллера и продолжает ведение поезда в нормальном режиме, если режим боксования не возникает вновь.

Указанная система имеет некоторые недостатки, основные из которых заключаются в следующем:

 низкое быстродействие (вызванное, прежде всего, необходимостью участия машиниста в работе данной системы);

 необходимость снижения тока всех тяговых двигателей при возникновении режима боксования, что при тяжелых условиях пуска (сильный подъем, значительное загрязнение рельса) может привести к задержке отправки состава, что недопустимо.

Поэтому задача разработки эффективных технических средств для исключения режима боксования колесной пары является актуальной. Особенно это востребовано при модернизации существующего подвижного состава постоянного тока и при разработке новых решений для высоковольтных тяговых электротехнических комплексов. Внедрению указанных антибоксовочных технических средств предшествует основательное исследование режима боксования колесных пар подвижного состава железных дорог и процессов, протекающих в данных комплексах в указанном режиме. В работе [1] предложена реализация имитационной модели тягового электропривода электропоезда ЭПЛ2Т при использовании реостатно-контакторной системы управления, предназначенная для исследования электромагнитных и электромеханических процессов в данном электроприводе.

Целью данной статьи является разработка эффективной системы управления для режима боксования колесных пар подвижного состава, базирующейся на усовершенствованной схеме широтно-импульсного регулирования тока тяговых электродвигателей постоянного тока [3], и исследование для нее электромагнитных и электромеханических процессов в тяговом электроприводе.

Для проведения исследований электромагнитных и электромеханических процессов, происходящих при работе усовершенствованной схемы широтно-импульсного регулирования тока тяговых электродвигателей подвижного состава постоянного тока, с предложенной антибоксовочной системой разработана соответствующая имитационная модель. Работа данной имитационной модели осуществляется в среде Sim-PowerSystem пакета Matlab R2008а. Принципиальная схема и общий вид модели показаны на рис. 1. Для проведения исследования процессов в режиме боксования колесных пар подвижного состава блок M1-M2 был расширен и приобрел вид, показанный на рис. 2.

Данная имитационная модель позволяет проводить моделирование следующих режимов: разгон электропоезда при различных уставках ограничения тока тяговых двигателей; разгон и движение электропоезда при различных коэффициентах сцепления в системе «колесо-рельс»; боксование колесных пар в случае превышения силы тяги над силой сцепления в системе «колесо-рельс».

На рис. 3 представлены результаты моделирования режима трогания электропоезда при сниженном (равным половине номинального) коэффициенте сцепления колеса с рельсом (задаваемом константой kscpl1 на рис. 2) у колесной пары первого тягового двигателя. Графики зависимостей представлены в относительных единицах. За базовые значения приняты следующие параметры: номинальная частота вращения якоря тягового двигателя: wn = 60 рад/с; номинальный ток якоря тягового двигателя: ln = 370 A; напряжение источника питания: U_cn = 1650 B, коэффициент сцепления: kscpl_nom = 0,35 (рис. 2). При этом под первым тяговым двигателем подразумевается электрическая машина M1, под вторым – соответственно M2.

Имитационная модель на рис. 3 содержит:

E1 – источник питания (с напряжением равным 1500 В);

Т1 – силовой ключ;

T2 – силовой ключ, включающий тормозной резистор Rt;

D4 – диод обратного тока;

М1, М2 – двигатели постоянного тока последовательного возбуждения;

D5, D6 – диоды, вводимые в схему при исследовании усовершенствованной системы импульсного регулирования частоты вращения двигателя.

Анализ проведенных исследований показывает, что при возникновении режима боксования изменяется распределение падений напряжения на якорях тяговых двигателей. Как видно из рис. 3 *а*, *б*, при рассогласовании скоростей тяговых электродвигателей на 10 % рассогласование якорных напряжений со-



Рис. 1. Усовершенствованная схема широтно-импульсного регулирования тока тяговых электродвигателей: а) принципиальная схема; б) общий вид имитационной модели

ставляет 6 %. С учетом этого существует возможность создания антибоксовочной системы, которая будет препятствовать возникновению режима боксования при снижении силы сцепления колеса с рельсом.

Для прекращения боксования колесной пары необходимо уменьшить электромагнитный момент электродвигателя, приводящего ее в движение. Для электродвигателя постоянного тока при такой схеме включения электромагнитный момент будет прямо пропорционален току якоря. Соответственно для снижения электромагнитного момента достаточно снизить ток якоря электродвигателя. Для этого якорь электродвигателя с помощью силового ключа шунтируется сопротивлением шунтирующего резистора R_{sn} . Чтобы оценить влияние резистора R_{sn} на снижение тока якоря с учетом действия противоЭДС E_1 тягового электродвигателя, рассмотрим упращенную (соответствующую установившемуся режиму) схему замещения на рис. 4. На указанной схеме приняты следующие обозначения: I_{10} – источник тока, задающий ток, который



Рис. 2. Структурный состав блока М1-М2



Рис. 3. Графические зависимости, иллюстрирующие результаты моделирования режима трогания электропоезда: а) токи якоря первого(la1) и второго(la2) тяговых двигателей (с увеличенным масштабом по времени); б) падение напряжений на якорях первого (U1) и второго (U2) тяговых двигателей; в) угловые скорости вращения якорей первого (U1) и второго (U2) тяговых двигателей

поддерживаемый импульсным регулятором, R_a – сопротивление обмотки якоря, R_v – сопротивление обмотки возбуждения, S – силовой ключ, осуществляющий подключение шунтирующего резистора.

Когда шунтирующий резистор отключен, ток в цепи якоря равен току І10. При включенном шунтирующем резисторе ток якоря описывается соотношением:

$$I_{a} = \frac{R_{sh} \cdot I_{10} - E_{1}}{R_{sh} + R_{a}}.$$
 (1)

Покажем влияние значений противо-ЭДС Е, и от- $\frac{R_{sh}}{R_a}$

на ток якоря в виде поверхности, предношения

ставленной на рис. 5. Данные представлены в относительных единицах. За базовые значения приняты номинальные значения тока, и сопротивления обмотки якоря тягового электродвигателя.

Приведенная зависимость показывает, что для обеспечения эффективного снижения тока якоря тягового электродвигателя (а, следовательно, и сниже-



Рис. 4. Упрощенная схема замещения тягового электродвигателя при шунтировании резистором R_{sh} обмотки якоря

ния его электромагнитного моментатока) необходимо, чтобы отношение $\frac{R_{sh}}{R_a}$ находилось в пределах от

0,1 до 0,3.

Результаты моделирования режима трогания электропоезда при сниженном коэффициенте сцепления колеса с рельсом и включенной антибоксовочной системой приведены на рис. 4.

Также было проведено моделирование электромагнитных и электромеханических процесссов для тяговых электродвигателей при значениях коэффициента сцепления колеса с рельсом, равных 0,7 и нулю. Результаты моделирования показаны соответственно на рис. 7 и рис. 8.



Рис. 5. Графическая зависимость, описывающая влияние противо-ЭДС двигателя *E*₁ и отношения сопротивления шунтирующего резистора *R*_{sh} к сопротивлению якорной обмотки, на ток якоря *I*_a тягового электродвигателя

Как следует из представленных выше зависимостей, при снижении коэффициента сцепления увеличивается время работы силового ключа, шунтирующего обмотку якоря боксующего тягового электродвигателя. Скорость спадания тока в данной цепи будет определяться значениями активного сопротивления шунтирующего резистора и постоянной времени якоря тягового электродвигателя.



Рис. 6. Графические зависимости, иллюстрирующие результаты моделирования режима трогания электропоезда при включенной антибоксовочной системе (kscpl1 = 0,5): *а*) токи якоря первого(*I*_{a1}) и второго(*I*_{a2}) тяговых двигателей; б) падение напряжений на якорях первого (*U*₁) и второго (*U*₂) тяговых двигателей; *в*) угловые скорости вращения якорей первого (*w*₁) и второго (*w*₂) тяговых двигателей



Рис. 7. Графические зависимости, иллюстрирующие результаты моделирования режима трогания электропоезда при включенной антибоксовочной системе (kscpl1 = 0,7): а) токи якоря первого(*I*_{a1}) и второго(*I*_{a2}) тяговых двигателей; б) падение напряжений на якорях первого (*U*₁) и второго (*U*₂) тяговых двигателей; в) угловые скорости вращения якорей первого (*w*₁) и второго (*w*₂) тяговых двигателей



Рис. 8. Графические зависимости, иллюстрирующие результаты моделирования режима трогания электропоезда при включенной антибоксовочной системе (kscpl1 = 0): а) токи якоря первого(I_{a1}) и второго(I_{a2}) тяговых двигателей; б) падение напряжений на якорях первого (U_1) и второго (U_2) тяговых двигателей; в) угловые скорости вращения якорей первого (w_1) и второго (w_2) тяговых двигателей

Преимущество предложенной антибоксовочной системы в сравнении с существующими подобными системами заключается в том, что в ней не осуществляется снижение токов всех тяговых двигателей при возникновении режима боксования. Для устранения боксования снижается ток только одного тягового двигателя – для боксующей колесной пары, что не приводит к уменьшению тягового момента в небоксующих колесных парах (и, как следствие, позволяет повысить динамические характеристики электровоза в целом).

Выводы

1. Предложена эффективная система управления для режима боксования колесных пар подвижного состава, базирующаяся на усовершенствованной схеме широтно-импульсного регулирования тока тяговых электродвигателей постоянного тока.

2. Разработана имитационная модель, позволяющая исследовать электромагнитные и электромеханические процессы при различных режимах работы электропоезда, в том числе и в режиме боксования.

3. Проведенное моделирование подтвердило возможность создания и реализации эффективной антибоксовочной системы для подвижного состава железных дорог постоянного тока, а также основные полученные аналитические соотношения для данной системы.

Перечень ссылок

1. Басов Г. Г. Розвиток електричного моторвагонного рухомого складу / Г. Г. Басов, С. I. Яцько. – Харьків : Апекс+, 2005. – 248 с.

- Преобразовательные полупроводниковые устройства подвижного состава / Ю. М. Иньков, Н. А. Ротанов, В. П. Феоктистов, О. Г. Чаусов – М. : Транспорт, 1982. – 263 с.
- Андриенко П. Д. Исследование динамики сериесного электродвигателя с различными импульсными схемами регулирования / П. Д. Андриенко, А. О. Каплиенко, С. И. Шило, И. Ю. Немудрый // Електротехніка та електроенергетика. – 2007. – № 1. – С. 4–8.
- Акимов Л. В., Долбня В. Т., Клепиков В. Б., Пирожок А. В. Синтез упрощенных структур двухмассовых электроприводов с нелинейной нагрузкой // Под общей редакцией В. Б. Клепикова. – Харьков : НТУ «ХПИ» ; Запорожье : ЗНТУ, 2002. – 160 с.

Поступила в редакцию 24.11.08 г.

После доработки 18.12.08 г.

Запропонована та досліджена ефективна протибоксовочна система для рухомого складу залізних доріг з тяговими електродвигунами постійного струму. В статті розроблено модель для дослідження перехідних режимів роботи електродвигунів постійного струму послідовного збудження при їх послідовному з'єднанні. Наведено результати моделювання електромеханічних процесів, які виникають в режимі боксування колесних пар рухомого складу залізних доріг.

The effective anti-skidding system for rolling stock of railways with the traction direct-current motors is offered and investigated. In the article the model for the investigation of the transient state of the direct current motor of series excitation for the series connected motors is presented. The results of electromechanical processes modeling happened at skidding of wheel pairs of railway rolling stock are given.

УДК 621.316.93:519.876.5

А. Р. Лучко, Т. В. Попова

Имитационное моделирование электромагнитных процессов в магнитосвязанных электрических цепях

Рассмотрены известные подходы к имитационному моделированию электромагнитных процессов в устройствах, содержащих электрические и магнитные цепи. Разработаны структурные схемы, пользовательские блоки и имитационные модели для расчета магнитосвязанных электрических цепей, с помощью которых рассчитаны электромагнитные процессы в однофазном двухобмоточном трансформаторе и управляемом подмагничиванием реакторе.

Введение

В последние годы значительно возрос научный интерес к моделированию магнитосвязанных электрических систем (силовых трансформаторов, управляемых реакторов и др.) на основе электрических схем их замещения [1–3]. Создание таких моделей предназначено для анализа в магнитосвязанных электрических цепях электромагнитных процессов, возникающих в рабочих и аварийных режимах.

Для достоверного представления магнитосвязанных электрических цепей исследователь стремится © А. Р. Лучко, Т. В. Попова 2009 р. в создаваемой модели наиболее полно учесть особенности объекта, что вызывает на практике усложнение модели. Однако, при этом исследователь сталкивается с ограничениями в существующих методах анализа и возможностях вычислительной техники, что, в свою очередь, требует по возможности упростить модель [1].

Удачным компромиссным выходом при выполнении этих требований представляется использование теории цепей, методы расчета которой достаточно хорошо разработаны [4]. Совместное решение уравнений для электрической и магнитной цепей позволяет рассчитывать динамические процессы в схемах с разветвленными структурами электрической и магнитной цепей. Кроме этого, уравнения магнитной цепи позволяют учесть поток рассеяния, который является одним из основных факторов, влияющих на электромагнитные процессы в магнитосвязанных электрических системах.

Анализ публикаций

Решение задач расчета электромагнитных процессов в магнитосвязанных электрических цепях возможно на основе прикладных пакетов компьютерного моделирования, которые дают возможность исключить непосредственную запись дифференциальных уравнений или составление детализированных структурных схем [5]. При этом для расчета электромагнитной системы составляются электрические и магнитные цепи в обычном, принятом в электротехнике, виде.

Библиотеки пользовательских блоков таких пакетов, как: VisSim, OrCAD, MBTY, Simulink, NAP и др. [6– 8], – имеют большой объем, однако в них отсутствуют пользовательские блоки, позволяющие наглядно моделировать разветвленные магнитосвязанные электрические цепи. Программа NAP широко используется для моделирования магнитосвязанных цепей, но в ней нет возможности и средств визуализации моделей. В работе [2] показано, что моделирование динамических процессов в магнитосвязанных цепях, содержащих большое количество нелинейных элементов (более 50), не может быть выполнено в системе Simulink. Однако, в относительно простых цепях такое моделирование возможно и весьма удобно, что и доказывается данной публикацией.

Целью работы является на основе одновременного использования теории магнитных и электрических цепей и применения системы Simulink разработать расчетные структурные схемы и пользовательские блоки, которые позволят имитировать электромагнитные процессы в основных элементах электромагнитных устройств: обмотках, участках магнитной системы, каналах рассеяния, а также на основе разработанных блоков создать имитационные модели трансформатора и управляемого реактора и выполнить с помощью них расчет электромагнитных процессов в этих устройствах.

Теоретический анализ связи магнитных цепей с электрическими цепями

Существует два возможных способа представления эквивалентными электрическими схемами замещения магнитосвязанных электрических цепей: вопервых, через источник магнитодвижущей силы (МДС), который в эквивалентной схеме замещения магнитной цепи представляется в виде источника ЭДС (рис. 1, *в*), и, во-вторых, через источник магнитного потока, который представлен в виде источника тока в схеме замещения (рис. 1, *г*).

Рассмотрим уравнения характеризующие схемы на рис. 1. Для схем на рис. 1, *а*, *б* справедливо следующее уравнение равновесия ЭДС:

$$e(t) = i \cdot R + W \cdot \frac{d\Phi}{dt} = i \cdot R + L \cdot \frac{di}{dt}, \qquad (1)$$

Откуда получим

$$\Phi = \frac{1}{W} \cdot \int (e(t) - i \cdot R) dt = \frac{1}{W} \int e_S(t) dt, \qquad (2)$$

где e(t) – значение источника ЭДС, i – электрический ток цепи, R – суммарное активное сопротивление цепи источника ЭДС и обмотки, W – число витков обмотки, Φ – магнитный поток, L – индуктивность, $e_s(t) = = [e(t) - iR] - ЭДС самоиндукции магнитной цепи.$

Для схемы на рис. 1, в рассчитаем магнитный поток:

$$\Phi = \frac{F}{R_{_{\mathcal{M}}}} = \frac{i \cdot W}{R_{_{\mathcal{M}}}},$$
(3)

где R_м – магнитное сопротивление.

$$U_{M} = \boldsymbol{\Phi} \cdot \boldsymbol{R}_{M} = \boldsymbol{i} \cdot \boldsymbol{W} \,. \tag{4}$$



Рис. 1. Магнитоэлектрические схемы и их электрические схемы замещения: а) электрическая цепь с источником ЭДС *e(t)*, активным сопротивлением *R* и магнитной цепью в виде замкнутого сердечника (с магнитным сопротивлением *R*_и и обмоткой, число витков которой

равно *W*); б) электрическая цепь, содержащая магнитную цепь, представленную в виде индуктивности *L*;

є) электрическая схема замещения магнитной цепи с использованием источника магнитодвижущих сил *F*;

г) электрическая схема замещения магнитной цепи
 с использованием источника магнитного потока ϕ

Имитация магнитосвязанной электрической цепи с помощью источника МДС

Магнитосвязанную электрическую цепь на рис. 1, а, используя уравнения (1) и (3), можно представить в виде структурной расчетной схемы на рис. 2. Электрический ток в цепи источника ЭДС e(t) измеряется измерителем тока ИТ1; измеренное значение тока умножается на количество витков W; полученное значение і "W определяет величину магнитного напряжения на управляемом источнике напряжения U1 в магнитной цепи. Значение протекающего в магнитной цепи магнитного потока, описываемое уравнением (3), контролируется с помощью измерителя тока ИТ2; для вычисления значения потокосцепления вычисленное значение магнитного потока еще раз перемножается на число витков W. Для нахождения ЭДС e₂(t) самоиндукции полученное значение потокосцепления дифференцируется в соответствии с уравнением (1). Таким образом, полученное значение ЭДС *e*_s(*t*) вычисляется на управляемом источнике напряжения *U2* (который рассчитывает падение напряжения на магнитной цепи, поступающее в электрическую цепь).



Рис. 2. Структурная схема для расчета магнитосвязанной электрической цепи с помощью источника МДС

Имитация магнитосвязанной электрической схемы с помощью источника магнитного потока

Другой способ представления магнитосвязанной электрической цепи на рис. 1, *a*, основанный на уравнениях (1), (2) и (4), показан структурной схемой на рис. 3. В данном случае связь электрической и магнитной цепей осуществляется с помощью источника магнитного потока, измеренного блоком *ИН1*, где в соответствии с уравнением (2) значение напряжения на магнитной цепи интегрируется и делится на число витков *W*.



Рис. 3. Структурная схема для расчета магнитосвязанной электрической цепи с помощью источника магнитного потока

Далее полученное значение потока поступает с помощью управляемого источника тока J в магнитную цепь $R_{_M}$. Параллельно источнику тока также подключен согласующий резистор R_b . Его включение в схему обусловлено тем, что большое число блоков SimPoverSystem выполнено на базе источников тока. При последовательном соединении таких блоков источники тока оказываются включенными последовательно, что недопустимо. Согласующий резистор позволяет включать такие блоки последовательно. Сопротивление резистора R_b должно выбираться достаточно большим, что необходимо для обеспечения его минимального влияния на характеристики цепи. Кроме этого, необходимо учесть, что при моделировании немагнитных стержней значения их магнитных сопротивлений достаточно велики, поэтому значение R_b должно быть примерно в 1000 раз больше максимального магнитного сопротивления моделируемой магнитосвязанной цепи.

Значение падения магнитного напряжения, измеренное измерителем напряжения *ИН2* на зажимах источника магнитного потока, представляет собой произведение тока *і* в электрической цепи на число витков *W*. Затем значение падения магнитного напряжения делится на число витков *W*; определенное таким образом значение тока с помощью управляемого источника тока *J* подается в электрическую цепь.

Незначительным недостатком такой модели является то, что расчетный контур, образованный измерителем магнитного напряжения ИН2 и управляемым источником тока J, является безынерционным (рис. 3). Это связано с тем, что обычно стандартный программный комплекс выполняет расчет таких моделей с использованием итерационных процедур, что несколько снижает скорость расчета. Существование замкнутых безынерционных расчетных контуров препятствует возможности расчета модели в ускоренном режиме (Acceleration mode). Чтобы разорвать безынерционный контур, предлагается включить в линию между измерителем напряжения ИН2 и источником тока J фильтр с малой постоянной времени. При этом следует учесть, что постоянная времени этого фильтра должна выбираться таким образом, чтобы динамические свойства модели изменялись незначительно. Согласно [5] в расчетах значение постоянной времени фильтра выбирается обычно в пределах (10-8-10-6)с.

При математическом моделировании магнитосвязанных электрических цепей, содержащих магнитную сталь с крутоизменяющейся кривой намагничивания, предпочтительным является использование структурной расчетной схемы с источником магнитного потока (рис. 3). За счет использования интегрирующих звеньев предложенная схема обладает значительно большей устойчивостью вычислительных процессов по сравнению с структурной расчетной схемой через источник МДС (рис. 2), в котором из-за наличия дифференцирующего звена устойчивость расчетов значительно ниже. Как известно, точность расчетов интегралов от функций, заданных численно, значительно выше, чем точность расчетов производных этих функций. Особенно, эта разность заметна для крутоизменяющихся функций, какой является магнитная характеристика холоднокатаной анизотропной стали. В системе NAP существуют источники ЭДС, управляемые производной. Однако, это не является его преимуществом, так, как показано выше, использование управления по производной резко снижает устойчивость динамической модели. При использовании же источников токов, управляемых интегралом от напряжения, с использованием метода решения дифференциальных уравнений odes (stiff/NDF) с переменным шагом (рис. 4) достигается достаточная скорость вычислений и хорошая сходимость.

olver Workspa	ice 1/0 Dia	agnostics	Advanced	Real-Time Workshop
Simulation time		Cian lin		-
Solver options		Stop on	w.j.	
Type: Variable-	step 💌	ode15	s (stiff/NDF)	•
Max step size:	1e-4	-	Relative tolerar	nce: 1e-2
Min step size:	auto	- ,	Absolute tolera	nce: 1e-2
Initial step size:	auto	- ,	Maximum order	: 1 💌
Output options				
Refine output	-	*	Refine ta	ctor: 1

Рис. 4. Рекомендуемые параметры при математическом моделировании магнитосвязанных электрических цепей

Пользовательские блоки для имитационной модели

С помощью источника магнитного потока (рис. 3) нами был создан электротехнический блок «обмотка» (рис. 5, *a*), в котором вход *вх1* и выход *вых1* являются входом и выходом электрической цепи, а вход *вх2* и выход *вых2* – входом и выходом магнитной цепи. Такой блок достаточно точно отражает физическую сущность обмотки как объекта, связывающего электрическую и магнитную цепи. Описывается блок соответствующими параметрами обмотки – сопротивлением обмотки и числом витков (рис. 5, *б*).

Чаще всего участки магнитной цепи характеризуются геометрическими размерами: длиной участка *L* и площадью поперечного сечения *S*. Создадим пользовательские электротехнические блоки участков магнитной цепи двух типов: в виде линейного – для воздуха и нелинейного – для электротехнической стали. Электротехнический блок, моделирующий участок магнитной цепи, представляет собой САD-модель, на вход которой поступает через участок магнитной цепи сигнал, пропорциональный магнитному потоку, а выходной сигнал модели пропорционален магнитному напряжению на участке магнитной цепи.

Возможно также создание блока, где входным сигналом будет магнитное напряжение на участке магнитной цепи, а выходным – протекающий магнитный поток через участок магнитной цепи. Однако, как отмечено выше, из-за наличия дифференцирующего звена использование таких блоков в магнитных цепях с крутой кривой намагничивания приводит к снижению сходимости результатов расчета математической модели и, как следствие, к значительному увеличению времени обработки данных. Поэтому использование такого блока нецелесообразно.

На рис. 6, а представлена структура блока воздушного участка магнитной цепи, который реализует закон Ома для участка магнитной цепи. Магнитный поток через этот участок измеряется измерителем тока *ИТ.* Затем сигнал, соответствующий магнитному пото-



Рис. 5. Блок связи электрической и магнитной цепей: *a*) графическое представление блока «обмотка»; б) описание параметров блока; *в*) структура блока

ку Φ , проходит через фильтр (с малой постоянной времени) и после этого умножается на значение магнитного сопротивления участка $R_{_M}$ в соответствии с уравнением (5). Полученный в результате сигнал, соответствующий магнитному напряжению $U_{_M}$ на участке, подается на управляемый источник напряжения E. Таким образом реализуется пропорциональная зависимость между магнитным потоком и магнитным напряжением на участке магнитной цепи:

$$U_{M} = \Phi \cdot R_{M} \left(\Phi \right) = H \left(\frac{\Phi}{S} \right) \cdot L .$$
 (6)



Рис. 7. Блок моделирования нелинейного магнитного сопротивления: а) внутренняя структура блока; б) графическое представление блока; в) описание параметров блока

Имитационная модель трансформатора

Покажем подход к построению имитационной модели трансформатора (на примере бронестержневого двухобмоточного трансформатора ОМТ-1000/35, показанного на рис. 8, а). Магнитный поток Φ_{w2} обмотки W_2 низкого напряжения, равный первообразной ЭДС $e_s(t)$ самоиндукции на обмотке, проходит через нелинейный магнитный участок (стержень из шихтованной электротехнической стали) и, частично, по воздушному участку между обмоткой и стержнем. Составляющей магнитного потока, проходящей в канале между обмоткой W_2 и стержнем, пренебрегаем в виду ее малости (хотя учет ее возможен схемой на рис. 8, 6 путем включения параллельно магнитному сопротивлению стержня R_{ct} магнитного сопротивления канала, образованного между стержнем и обмоткой R_{n1}).

Магнитное сопротивление стержня R_{ct} определяется через его длину и активное сечение. Магнитный поток Φ_{wt} обмотки W_t высокого напряжения, равный первообразной ЭДС $e_s(t)$ самоиндукции на обмотке, проходит по стержню магнитной системы трансформатора и по приведенному каналу, образованному между обмоткой и стержнем (эффективному сечению обмотки *W₁* на рис. 8, а). Длина пути потока по воздуху принимается равной длине силовой линии (и с достаточной на практике точностью может быть принята равной высоте окна). Сечение потока и длина силовой линии части потока, проходящего по воздуху, определяют собой значения магнитного сопротивления R₀ и напряжения короткого замыкания трансформатора в электрической схеме замещения магнитной системы трансформатора.

Анализ структуры электротехнического блока трансформатора «ОМТ-1000/35» (рис. 8, *в*) показывает наличие в этом блоке элементов электрической схемы замещения магнитной системы (из рис. 8, *б*). В окончательном виде электрическая схема подключения трансформатора «ОМТ-1000/35» может быть представлена в виде, показанном на рис. 8, *г*.

Результаты расчета тока / обмотки W, и магнитной индукции в стали магнитной системы B при включении трансформатора на холостом ходу представлены на рис. 9.



Рис. 8. Имитационное моделирование бронестержневого трансформатора ОМТ-1000/35: а) магнитная система трансформатора; б) электрическая схема замещения магнитной системы трансформатора; е) структура электротехнического блока «ОМТ-1000/35»; а) электрическая схема включения трансформатора ОМТ-1000/35



Рис. 9. Расчетные значения тока обмотки *W*₁ (*a*) и магнитной индукции в стали (б) при включении трансформатора на холостом ходу, полученные с помощью имитационного моделирования из схем на рис. 8

Имитационная модель управляемого подмагничиванием реактора

Имитационое моделирование управляемых реакторов рассмотрим на примере реактора с сетевой обмоткой, намотанной на оба стержня управления. Сечение стержневой зоны реактора показано на рис. 10. Для моделирования представим обмотки реактора токовыми слоями бесконечно малой толщины (согласно рис. 9). Стержневая зона расположена между плоскостями с бесконечно большой магнитной проводимостью. Расстояние между плоскостями определяется окном магнитной системы. Площади между токовыми слоями сетевой обмотки и обмоток управления S₅ (рис.9), между токовыми слоями обмоток управления и стержнями магнитной системы S₃, S₄, площади эффективных сечений стержней S_1 , S_2 и высота окна магнитной системы определяют значения магнитных сопротивлений.



Рис. 10. Сечение стержневой зоны реактора

Структура электротехнического пользовательского блока реактора приведена на рис. 10, и похожа по своему виду на электрическую схему замещения магнитной системы управляемого подмагничиванием реактора.



Рис. 11. Структура электротехнического пользовательского блока реактора РОДУ-60000/500



Рис. 12. Электрическая схема подключения управляемого реактора РОДУ-60000/500

Электрическая схема подключения управляемого реактора представлена на рис. 12. Переменное напряжение подается на сетевую обмотку, а напряжение управления – от источника постоянного напряжения на обмотку управления. Результаты расчета представлены на рис. 13, где I_c , U_c , I_y , U_y – ток и напряжение сетевой обмотки, ток и напряжение обмотки управления соответственно.



Рис. 13. Осциллограммы токов и напряжений, полученные в результаты расчета электрической схемы на рис. 11: а) ток в сетевой обмотке реактора; б) напряжение на сетевой обмотке реактора; в) ток в обмотке управления реактора; а) напряжение обмотки управления реактора

Результаты полученных расчетов совпадают (с отклонением менее ±0,5%) с данными расчета, полученными по программе ВЭИ NRAST [1] и результатами непосредственного решения системы дифференциальных уравнений, записанных для электрической и магнитной цепей трансформатора или реактора. Однако, в отличие от программы ВЭИ NRAST, моделирование с помощью разработанных пользовательских блоков позволяет исследовать режимные характеристики энергосистемы с включенным управляемым реактором (в том числе – при учете особенностей его системы управления).

Выводы

1. Разработаны пользовательские блоки, которые позволяют моделировать динамические процессы в магнитосвязанных электрических цепях любой конфигурации, трансформаторах и автотрансформаторах, управляемых и неуправляемых реакторах и др.

2. Показано, что имитация связи электрической и магнитной цепи с помощью источника тока, управляемого интегралом от напряжения на магнитном сопротивлении, при моделировании элементов с крутой магнитной характеристикой, дает лучшую сходимость по сравнению с использованием источников напряжения, управляемых производной магнитного потока.

3. Использование фильтра с малой постоянной времени при моделировании связи электрической и магнитной цепи с помощью источника тока позволяет исключить безынерционный расчетный контур, образованный двумя источниками тока. Это, в свою очередь, позволяет перейти от решения системы нелинейных уравнений к простому интегрированию, и, как следствие, упростить процедуры и повысить быстродействие расчета.

4. Результаты моделирования подтверждают достоверность разработанных имитационных компьютерных моделей двухобмоточного трансформатора и управляемого реактора, а также пользовательских блоков и расчетных структурных схем, применяющихся в этих имитационных моделях.

Перечень ссылок

- Евдокунин Г. А. Методы расчета на ЭВМ электромагнитных переходных процессов в ферромагнитных устройствах с произвольной структурой магнитной и электрической цепей / Г. А. Евдокунин, Е. В. Коршунов, Э. А. Сепинг, Я. Я. Ярвик // Электротехника. – 1991. – № 2. – С. 56–59.
- Тиховод С. М. Системы компьютерного моделирования динамических процессов в нелинейных магнитоэлектрических цепях / Сергей Тиховод // Техническая электродинамика. – 2008. – № 3. – С. 16–23.
- Дмитриев М. В. Моделирование переходных процессов в электрической сети, содержащей трансформаторы, при учете конфигурации их магнитной системы [Электронный ресурс] / М. В. Дмитриев, Г. А. Евдокунин. – 308 kb. – Систем. требования: Pentium ; 32 Mb RAM ; Windows 95, 98, 2000, XP ; MS Word 97-2000. – Режим доступа : <u>http://www.zeu.ru</u>.
- Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники : Электрические цепи : Учебник для электротехн., энерг., приборостроит. спец. вузов / Л. А. Бессонов. 8-е изд. М. : Высшая школа, 1984. 559 с. ил. (в пер.) 35000 экз.
- Лучко А. Р. Принципы математического моделирования динамических процессов в управляемых подмагничиванием шунтирующих реакторах в SimPoverSystem (Matlab) / А. Р. Лучко, М. Ебадиан // Электричество. – 2008. – № 3. – С. 70–75. – ISSN 0013-5380.
- Дьяконов В. П. МАТLAB 6/6.1/6.5+Simulink 4/5. Основы применения М. : СОЛОН-Пресс, 2004. 768 с. – ISBN 5-93455-177-9.
- Разевиг В. Д. Система проектирования OrCAD 9.2
 / В. Д. Разевиг. М. : Солон-Р, 2001. 519 с. ISBN 5-93455-037-3.
- Герман-Галкин С. Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MatLab 6.0 : Учебное пособие / С. Г. Герман-Галкин. – СПб. : КОРОНА принт, 2001. – 320 с. ил. 3000 экз. – ISBN 978-5-79-31-0471-5.

Поступила в редакцию 19.05.08 г.

После доработки 19.11.08 г.

Розглянуто відомі підходи до імітаційного моделювання електромагнітних процесів у пристроях що складаються із електричних та магнітних кіл. Розроблені структурні схеми, блоки елементів кіл та імітаційні моделі для розрахунку магнітозв'язаних електричних кіл, за допомогою яких розраховані електромагнітні процеси в однофазному двуобмотковому трансформаторі та керованому підмагнічуванням реакторі.

The method of mathematical modeling of dynamic modes in devices with complex structure of electric and magnetic circuits connection such as the controlled magnetic shunting reactors is offered. The structure of the developed user blocks for the magnetization circuit sections and the block of communication magnetic and electric circuits is submitted. For the demonstration of the method the mathematical models of two-winding transformer and controlled reactor are presented.

УДК 519.872: 519.622.2

С. М. Тиховод, И. О. Афанасьева, Т. М. Корнус

Метод компьютерного моделирования установившихся периодических электромагнитных процессов

Разработан численный метод расчета установившихся периодических несинусоидальных процессов в электрических цепях. В основу методики расчета положена аппроксимация производной решения дифференциальных уравнений при помощи полиномов. Метод проверен на конкретных примерах.

В настоящее время до 40% вырабатываемой электроэнергии перед потреблением подвергается преобразователи, как правило, вырабатывают питающие напряжения, отличающиеся по форме от синусоидальных. Уточненный расчет установившихся периодических электромагнитных процессов для различных нагрузок при питании от преобразователей с несинусоидальной формой выходного напряжения востребован практикой и актуален.

В настоящее время основным и наиболее распространенным методом расчета установившихся несинусоидальных процессов в электрических цепях является метод, основанный на разложении несинусоидальных электродвижущих сил (ЭДС) в ряд Фурье и расчете всех гармоник тока. вызванных по отдельности соответствующими гармониками ЭДС, а затем - на последующих расчетах комплексным (символическим) методом [2]. В этом случае несинусоидальные токи и напряжения выражаются суммами бесконечных тригонометрических рядов и не всегда могут быть вычислены без компьютерной техники. При другом известном способе [2] установившийся процесс находят численным методом [3] путем расчета переходного процесса до его полного затухания. Этот способ при медленно затухающих переходных процессах требует значительного времени расчета, что дополнительно приводит к значительной накапливаемой ошибке. В работе [4] предложен метод расчета установившегося режима путем вычислений переходного процесса со специальным подбором начальных условий, где начальные условия приближаются к оптимальным условиям путем многократного итерационного процесса. Это также требует значительных затрат компьютерного времени.

Целью данной статьи является разработка более быстродействующего (по сравнению с известными методами) численного метода расчета установившихся периодических несинусоидальных токов и напряжений в электрических цепях.

Суть метода изложим на простом примере. Рассмотрим во временной области $t_1 \leq t \leq t_N$ линейное дифференциальное уравнение с постоянными коэффициентами, которое получено на основании закона напряжений Кирхгофа для одноконтурной цепи, содержащей последовательно соединенные активное сопротивление *R*, индуктивность *L* и источник ЭДС *e*(*t*):

© С. М. Тиховод, И. О. Афанасьева, Т. М. Корнус 2009 р.

$$L\frac{di}{dt} + Ri = e(t), \qquad (1)$$

где *i*(*t*) – функция изменения тока, протекающего через индуктивный элемент (т. е. *i*(*t*) – переменная состояния электрической цепи).

Допустим, что производную решения можно аппроксимировать полиномом *p(t)* (*N*–1)-ой степени:

$$i'(t) = \frac{di}{dt} = p(t) = a_1 + a_2 t + a_3 t^2 + \dots + a_N t^{N-1}.$$
 (2)

В работе [5] такое допущение выполнено для частного случая при N = 4. Рассмотрим общий случай, когда N – произвольное целое число. Интервал изменения аргумента разобьем на N - 1 отрезков точками t_1, t_2, \ldots, t_N . Для аппроксимирующего полинома (2) зададим дополнительное условие, чтобы в точках t_k деления интервала изменения аргумента выполнялось равенство:

$$i'(t_k) = p(t_k), \qquad (3)$$

где k = 1, 2, ... N – номер опорной точки.

Если условие (3) записать для каждой опорной точки t_k , то получим систему линейных алгебраических уравнений порядка *N*:

$$a_{1} + a_{2}t_{1} + a_{3}t_{1}^{2} + \dots + a_{N}t_{1}^{N-1} = i'(t_{1});$$

$$a_{1} + a_{2}t_{2} + a_{3}t_{2}^{2} + \dots + a_{N}t_{2}^{N-1} = i'(t_{2});$$

$$\dots$$

$$a_{N} + a_{2}t_{N} + a_{3}t_{N}^{2} + \dots + a_{N}t_{N}^{N-1} = i'(t_{N})$$

$$(4)$$

В матричной форме система (4) имеет вид:

$$\begin{bmatrix} 1 & t_1 & t_1^2 & \cdots & t_1^{N-1} \\ 1 & t_2 & t_2^2 & \cdots & t_2^{N-1} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 1 & t_N & t_N^2 & \cdots & t_N^{N-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \cdots \\ a_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i'(t_1) \\ i'(t_2) \\ \cdots \\ i'(t_N) \end{bmatrix} = \mathbf{V} \cdot \mathbf{A} = \mathbf{I}' , \quad (5)$$

где

V – матрица Вандермонда,
$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_1 \\ \cdots \\ a_N \end{bmatrix}; \mathbf{I}' = \begin{bmatrix} i'(t_1) \\ \cdots \\ i'(t_N) \end{bmatrix}$$

Пусть номер k-го отрезка, на которые разделен рассматриваемый интервал изменения аргумента, совпадает с номером точки деления t_k , расположенной слева отрезка. Проинтегрируем выражение (3) на k-ом отрезке.

$$i_{k+1} - i_k = \int_{t_k}^{t_{k+1}} p(t)dt .$$
 (6)

Подстановка в (6) выражения (2) после интегрирования дает:

$$i_{k+1} - i_k = \frac{a_1}{1} (t_{k+1} - t_k) + \frac{a_2}{2} (t^2_{k+1} - t^2_k) + \dots + \frac{a_N}{N} (t^N_{k+1} - t^N_k),$$
(7)

где *k* = 1,..., *N* – 1.

Если уравнение (7) записать для всех *N* точек, то получим систему алгебраических уравнений:

$$i_{2} - i_{1} = \frac{a_{1}}{1}(t_{2} - t_{1}) + \frac{a_{2}}{2}(t_{2}^{2} - t_{1}^{2}) + \dots + \frac{a_{N}}{N}(t_{2}^{N} - t_{1}^{N});$$

$$i_{3} - i_{2} = \frac{a_{1}}{1}(t_{3} - t_{2}) + \frac{a_{2}}{2}(t_{3}^{2} - t_{2}^{2}) + \dots + \frac{a_{N}}{N}(t_{3}^{N} - t_{2}^{N});$$

$$\dots$$

$$i_{N} - i_{N-1} = \frac{a_{1}}{1}(t_{N} - t_{N-1}) + \frac{a_{2}}{2}(t_{N}^{2} - t_{N-1}^{2}) + \dots + \frac{a_{N}}{N}(t_{N}^{N} - t_{N-1}^{N})$$
(8)

В матричной форме система (8) имеет вид:

$$\begin{bmatrix} -1 & 1 & & & \\ & -1 & 1 & & \\ & & \ddots & & \\ & & & -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{t_2 - t_1}{1} & \frac{t_2^2 - t_1^2}{2} & \cdots & \frac{t_2^N - t_1^N}{N} \\ \frac{t_3 - t_2}{1} & \frac{t_3^2 - t_2^2}{2} & \cdots & \frac{t_2^N - t_1^N}{N} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \frac{t_N - t_{N-1}}{1} & \frac{t_N^2 - t_{N-1}^2}{2} & \cdots & \frac{t_N^N - t_{N-1}^N}{N} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} .$$
(9)

Если для *N*-1 точек также записать исходное дифференциальное уравнение (1), то получим следующую систему линейных уравнений:

ISSN 1607-6761

Представим систему (10) в матричной форме:

$$\begin{bmatrix} L & & & \\ & L & & \\ & & \ddots & \\ & & & L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i'_{1} \\ i'_{2} \\ \vdots \\ i'_{N-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & & & \\ & R & & \\ & & \ddots & \\ & & & R \end{bmatrix} \times \\ \times \begin{bmatrix} i_{1} \\ i_{2} \\ \vdots \\ i_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e(t_{1}) \\ e(t_{2}) \\ \vdots \\ e(t_{N-1}) \end{bmatrix} .$$
(11)

Введем в рассмотрение вектор размерности, равной 3*N*:

$$\mathbf{Y} = [a_1, a_2, \cdots a_N, i'_1, i'_2, \cdots i'_N, i_1, i_2, \cdots i_N]^T, \quad (12)$$

который можно записать в виде:

$$\mathbf{Y}_{\mathbf{I}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{I}' \\ \mathbf{I} \end{bmatrix}, \tag{13}$$

где вектор І имеет вид:

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_N \end{bmatrix}.$$
(14)

Используя вектор неизвестных **Y**₁, объединим уравнения (5), (9) и (11) в одну систему уравнений:

$$\mathbf{M}_1 \cdot \mathbf{Y}_1 = \mathbf{F}_1 \,. \tag{15}$$

Коэффициенты указанной системы уравнений приведем в табл. 1. Для рассматриваемого установившегося процесса последние две строки в табл. 1 соответствуют условию периодичности получаемого решения:

$$i(t_1) = i(t_N);$$

 $i'(t_1) = i'(t_N)$
(16)

В результате этого получим систему из 3*N* уравнений с количеством неизвестных, равным 3*N*. В качестве единственного решения для этой системы уравнений определим значения коэффициентов *a*₁, *a*₂,...,*a*_N

	Α				I' I			Ι		Правая часть
a_1	<i>a</i> ₂		a_N	<i>i</i> ' ₁		i' _N	i_1		i_N	
1	t_1		t_1^{N-1}	-1						
1	t_2		t_{2}^{N-1}							
:	:	·.	:		·.					
1	t_N	•••	t_N^{N-1}			-1				
$\frac{t_2 - t_1}{1}$	$\frac{t_2^2 - t_1^2}{2}$		$\frac{t_2^N - t_1^N}{N}$				1	-1		
$\frac{t_3 - t_2}{1}$	$\frac{t_3^2 - t_2^2}{2}$		$\frac{t_3^N - t_2^N}{N}$					1		
:	:	·.	:					·.		
$\frac{t_N - t_{N-1}}{1}$	$\frac{t_N^2 - t_{N-1}^2}{2}$		$\frac{t_N^N - t_{N-1}^N}{N}$						-1	
				L			R			$e(t_l)$
										$e(t_2)$
					·.			·.		÷
						L			R	$e(t_{N-1})$
							-1		1	0
				-1		1				

Таблица 1. Структура матриц уравнения (15)

аппроксимирующего полинома (2), значения искомой функции i(t) и ее производной i'(t) в опорных точках.

Если в уравнении (7) верхний предел интегрирования принять переменным параметром *t*, то получим следующее общее решение для искомого процесса:

$$i(t) = i_k + \frac{a_1}{1}(t - t_k) + \frac{a_2}{2}(t^2 - t^2_k) + \frac{a_3}{3}(t^2 - t^2_k) \cdots + \frac{a_N}{N}(t^N - t^N_k).$$
(17)

Таким образом, определив коэффициенты полинома и значения тока в опорных точках, получим решение во всех произвольных промежуточных точках любого из *N* отрезков в области изменения независимой переменной *t*.

Заметим, что предложенным способом можно рассчитывать не только установившиеся процессы, но и переходные. Однако, в таком случае, как правило, пришлось бы использовать большое число шагов интегрирования, что привело бы, в свою очередь, к формированию полиномов высокого порядка. Это могло бы вызвать потерю точности аппроксимации решения полиномами. Поэтому ограничимся только рассмотрением решения для установившегося периодического процесса.

Рассмотрим частный случай, когда длины всех отрезков одинаковы и равны h, т. е. при: $t_{k+1} - t_k = h$. В этом случае структура матрицы, приведенной в табл. 1, примет вид, показанный в табл. 2. Если коэффициенты (сопротивление R и индуктивность L) дифференциального уравнения (1) являются функциями от тока и времени L(t, i), R(t, i), то уравнение (1) является нелинейным. В этом случае матричное уравнение (15) следует решать, используя итерационные вычислительные процессы.

Обратим внимание на то, что решение систем дифференциальных уравнений производится аналогичным образом, как и решение одного уравнения. Для каждой искомой функции переменной состояния *x*,

			Α		ľ]	[Правая часть
<i>a</i> ₁	<i>a</i> ₂		a_{N}	<i>i</i> ' ₁		i' _N	i_1	<i>i</i> ₂	•••	i_N	
1	0	0	0	-1							
1	h		h^N								
1	$(2h)^2$	·.	$(2h)^N$		·.						
1	$((N-1)h)^2$	•••	$((N-1)h)^N$			-1					
h	$\frac{h^2}{2}$		$\frac{h^N}{N}$				1	-1			
h	$3\frac{h^2}{2}$		$\frac{(2h)^N - h^N}{N}$					1	-1		
÷	÷	·.	:						•.	·.	
h	$\frac{(2h)^N - h^N}{N}$		$\frac{[(N-1)h]^N - [(N-2)h]^N}{N}$						1	-1	
				L			R				e(h)
								R			e(2h)
					·.				÷.,		÷
						L				R	e((N-1)h)
							-1			1	0
				-1		1					

аблица 2. Структура матриц уравнения	(15) при постоянном	шаге интегрирования
--------------------------------------	---------------------	---------------------

задается своя подматрица \mathbf{M}_i и подвектор правой части \mathbf{F}_i

Для исследования разработанного метода разработана компьютерная программа и выполнен расчет установившегося режима в одноконтурной цепи, содержащей последовательно соединенные элементы R, L и источник ЭДС e(t). Расчет выполнен предложенным численным методом и для сравнения - точным комплексным методом. Установлено, что для случая, когда ЭДС источника содержит первую и третью гармоники одинаковой амплитуды, результаты расчета предложенным численным и комплексным методами совпадают при выбранном количестве опорных точек N e^{*}16 на период первой гармоники. При увеличении N до 45 погрешность расчета уменьшается, однако при дальнейшем увеличении количества опорных точек (N > 45) эта погрешность начинает возрастать. Это связано с потерей точности аппроксимации решения полиномами высокого порядка. Установлено, что если ЭДС источника содержит гармоники выше третьей, то приемлемой погрешности нельзя добиться ни при каких значениях *N*.

Для устранения этого недостатка предложено использовать аппроксимирующий полином не для всего периода, а только для его части. Для этого период разбиваем на *К* временных участков и на каждом участке записываем матричное уравнение, аналогичное (15). Для узлов, в которых граничат смежные участки, запишем уравнения связи:

$$i(t_{1,k+1}) = i(t_{N,k});$$

$$i'(t_{1,k+1}) = i'(t_{N,k})$$
(18)

где первый индекс обозначает номер узловой точки на участке, а второй индекс – номер участка. Таким образом, уравнения (18) задают условия, что в узлах смежности участков приравниваются соответственно токи и их производные, определенные в конце и в начале для смежных участков. При этом условие периодичности задает, что при установившемся периодическом процессе ток и его производная в конце периода повторения совпадают с соответствующими значениями в начале этого периода:

$$i(t_{1,1}) = i(t_{N,K});$$

$$i'(t_{1,1}) = i'(t_{N,K})$$
(19)

Объединив в одну систему уравнения (15), записываемые для каждого временного участка, а также граничные условия (18) и (19) и, получим матричное алгебраическое линейное уравнение вида:

$$\mathbf{M} \cdot \mathbf{Y} = \mathbf{F}, \tag{20}$$

где **F** – вектор-столбец, определяющий ЭДС всех узловых точек на протяжении всего периода; **Y** – вектор решений для всего периода; **M**₁ – подматрица, структура которой определена в табл. 2, но для которой последние две строки изменены:



Согласно данному алгоритму в системе Matlab разработана компьютерная программа и выполнен пример расчета тока в цепи, описываемое уравнением (1). Результаты расчета показаны на рис. 1. В примере расчета задана ЭДС, содержащая первую (с периодом, равным 0,02 с) и девятую гармоники одинаковой амплитуды:

$$e(t) = 10[\sin(\omega t) + \sin(9\omega t)],$$

а также следующие параметры: *R* = 1,2 Ом; *L* = 0,05 Гн; количество опорных точек на участке: *N* = 4; количество участков на период: *K* = 12.

При увеличении количества участков K погрешность вычислений уменьшается, и можно добиться относительной погрешности, имеющей значение меньше 0,01 %. Повышение до N > 5 степени интерполяционного полинома к существенному уменьшению погрешности вычислений не приводит. Поэтому на практике достаточно принять N = (3-5). Отслеживание процессорного времени расчета с помощью команд tic/toc показало, что предложенный метод оказывается более быстродействующим (примерно на 15 %) по сравнению с методом разложения в ряд Фурье, если число гармоник в функции ЭДС равно двадцати. При этом относительное быстродействие возрастает с увеличением числа гармоник.

Покажем возможности данного метода при моделировании электрических процессов в двигателе постоянного тока, питаемом напряжением сложной формы (рис. 2), полученным на выходе трехфазного тиристорного выпрямителя с мостовой схемой выпрямления (при угле управления α = 25 эл. град.). Рассмотрим один период повторения напряжения меж-





ду моментами времени t_1 и t_2 . При этом усложним форму напряжения наложением широтно-импульсной модуляции (рис. 3).

Расчет выполнен для двигателя типа 2ПБ180М мощностью 12 кВт. В расчете приняты: суммарное сопротивление (сглаживающего реактора и якоря двигателя R = 0,282 Ом); суммарная индуктивность (реактора и якоря двигателя L = 0,012 Гн); противо-ЭДС двигателя $E_{g} = 228$ В. Зависимость от времени установившегося тока показана на рис. 4.



Рис. 2. Зависимость от времени напряжения, полученного на выходе тиристорного выпрямителя



Рис. 3. Форма напряжения на одном периоде повторения после наложения широтно-импульсной модуляции



Рис. 4. Временная зависимость установившегося тока двигателя на одном периоде повторения напряжения

Выводы

1. Разработанный численный метод позволяет выполнять расчеты установившихся периодических процессов в электрической цепи при воздействии ЭДС произвольной формы (с точностью, определяемой принятым числом разбиений периода ЭДС).

2. Время расчета при использовании предложенного метода оказывается меньше на 15% по сравнению с методом разложения в ряд Фурье, если число гармоник в функции ЭДС равно двадцати. При этом скорость расчета при использовании предложенного метода возрастает с увеличением числа гармоник.

Перечень ссылок

- Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники. В 2 ч. Ч. 1. Учебник / Зиновьев Г. С. – Новосибирск : НГТУ, 1999. – 199 с.
- Теоретичні основи електротехніки : підручник. У З т. Т. 1 : Усталені режими лінійних електричних кіл із зосередженими параметрами / Бойко В. С., Бойко В. В., Видолюб Ю. Ф. та ін. ; за заг. ред. І. М. Чиженка, В. С. Бойка. – К. : ІВЦ «Політехніка», 2004. – 272 с.
- Ортега Дж. Введение в численные методы решения дифференциальных уравнений : [пер. с англ.] / Дж. Ортега, У. Пулл. – М. : Наука, 1986. – 288 с.
- Самотий В. В. Аналіз усталених ферорезонансних режимів трифазних трансформаторів з врахуванням гістерезизу / В. В. Самотий, Ю. І. Грицків // Технічна електродинаміка. 1996. №5. С. 59–62.
- Тиховод С. М. Совершенствование численных методов расчета электромагнитных процессов в сложных нелинейных электрических и магнитных цепях / С. М. Тиховод // Електротехніка та електроенергетика. – 2007. – № 1. – С. 56–60.

Поступила в редакцию 09.12.08 г.

После доработки 22. 12.08 г.

Розроблений чисельний метод розрахунку сталих періодичних несинусоїдних процесів в електричних колах. У основу методики розрахунку покладена апроксимація похідної рішення диференціальних рівнянь за допомогою поліномів. Метод перевірений на конкретних прикладах.

The numerical calculation of steady-state periodical non-sinusoidal processes in electric circuits is developed. Approximation of derivative of differential equations solution is the basis of calculation method by means of polynomials. Present calculation is tested by the help of the concrete instances.

УДК 621.313

И. А. Орловский, Ю. В. Голянчук

Расчет на рекуррентных нейронных сетях математических моделей асинхронного двигателя при питании от автономного инвертора напряжения

Предложена методика расчета и примеры расчета моделей асинхронного двигателя (АД) на полиномиальных рекуррентных нейронных сетях (ПРНС), исходя из экспериментальных данных о режимах его работы при питании от автономного инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией. Методом имитационного моделирования исследована точность предложенной методики и рассчитаны внутренние параметры АД из весовых коэффициентов ПРНС.

Введение

Качественное управление в электроприводе (ЭП) с нелинейными и изменяющимися в процессе работы параметрами является сложной и актуальной задачей [1]. Осуществление желаемых настроек системы управления ЭП может быть достигнуто, если известна математическая модель ЭП и выполняется идентификация его внутренних параметров в процессе © И. А. Орловский, Ю. В. Голянчук 2009 р. работы. Идентификация параметров сложных объектов может выполняться для отдельных его узлов. Одним из основных узлов ЭП переменного тока является асинхронный двигатель (АД). Как правило, в частотно-регулируемых современных ЭП переменного тока питание АД осуществляется от автономного инвертора напряжения (АИН) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) выходного напряжения. Для реализации моделей объектов в последнее время широко используются искусственные нейронные сети (HC), способные обучаться и обладающие возможностями универсальных аппроксиматоров [2, 3]. Универсальность HC достигается: либо за счет использования нелинейных активационных функций нейронов, многослойности сети и большого числа соединений, либо – за счет расширения входного пространства в функционально связанных HC с линейными функциями активации [3, 4].

Получение модели объекта в реальном времени «on-line» можно достигнуть, используя рекуррентные НС со структурой, определенной из структуры математической модели объекта [4, 5]. В статье [4] разработана методика расчета моделей нелинейных объектов на полиномиальных рекуррентных НС (ПРНС), исходя из экспериментальных данных о параметрах режима работы объекта, и показана возможность получения указанных моделей для тиристорного электропривода с двигателем постоянного тока последовательного возбуждения. В статье [5] с использованием методики, описанной в [4], рассчитаны с высокой точностью модели АД, выполненные на ПРНС, при питании двигателя от идеального синусоидального трехфазного источника напряжения. Разработка на ПРНС моделей АД, исходя из экспериментальных данных, полученных при питании его от АИН с ШИМ, а также идентификация внутренних параметров АД из весовых коэффициентов определенных моделей, позволили бы применить эти результаты в современных ЭП. Однако эти вопросы в существующей научной литературе рассмотрены недостаточно.

Целью статьи является: во-первых, на основе известной структуры математической модели асинхронного двигателя осуществить расчет его модели на ПРНС, во-вторых, исходя из полученных экспериментальных данных при питании этого двигателя от АИН, выполнить идентификацию внутренних параметров АД из весовых коэффициентов полученных моделей и, в третьих, исследовать точность предложенных решений методом имитационного моделирования.

Структура модели АД на ПРНС и общие выражения расчета весовых коэффициентов из экспериментальных данных

Построение структуры модели на ПРНС для АД осуществляется из известных общих математических выражений, описывающих работу АД в неподвижной (относительно статора) системе координат. Для упрощения математического описания двигателя преобразуем трехфазное выходное напряжение АИН с линейными напряжениями U_{AB} , U_{BC} , U_{CA} к эквивалентному ему двухфазному напряжению. Для этого вычислим первоначально фазные напряжения U_A , U_B и U_C на выходе инвертора из его линейных напряжений по следующим зависимостям [1]:

$$\begin{array}{c} U_{A} = (U_{AB} - U_{CA})/3 , \\ U_{B} = (U_{BC} - U_{AB})/3 , \\ U_{C} = (U_{CA} - U_{BC})/3 . \end{array} \right\} .$$
(1)

Их этих напряжений затем вычисляются из следующих соотношений [1] эквивалентные двухфазные напряжения:

$$U_{s\alpha} = U_A, U_{s\beta} = (U_B - U_C)/\sqrt{3},$$
 (2)

где $U_{s\alpha}$, $U_{s\beta}$ – ортогональные проекции обобщённого вектора статорного напряжения АД на оси α и β неподвижной (относительно статора) ортогональной координатной системы « $\alpha - \beta$ ».

Математическая модель АД при частотно-напряженческом управлении в двухфазной неподвижной ортогональной координатной системе « $\alpha - \beta$ » представляет собой систему уравнений [1]

$$\begin{split} L_{m} \cdot I_{s\alpha} &= \psi_{r\alpha} + T_{r} \cdot \left(\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt}\right) + z \cdot \omega \cdot T_{r} \cdot \psi_{r\beta}, \\ L_{m} \cdot I_{s\beta} &= \psi_{r\beta} + T_{r} \cdot \left(\frac{d\psi_{r\beta}}{dt}\right) - z \cdot \omega \cdot T_{r} \cdot \psi_{r\alpha}, \\ U_{s\alpha} &= R_{s} \cdot I_{s\alpha} + L_{\sigma} \cdot \left(\frac{dI_{s\alpha}}{dt}\right) + K \cdot \left(\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt}\right), \\ U_{s\beta} &= R_{s} \cdot I_{s\beta} + L_{\sigma} \cdot \left(\frac{dI_{s\beta}}{dt}\right) + K \cdot \left(\frac{d\psi_{r\beta}}{dt}\right), \\ M - M_{c} &= J \cdot \left(\frac{d\omega}{dt}\right), \\ M &= \frac{3}{2} \cdot z \cdot K \cdot \left(\psi_{r\alpha} \cdot I_{s\beta} - \psi_{r\beta} \cdot I_{s\alpha}\right), \end{split}$$
(3)

в которой: $\psi_{r\alpha}$ и $\psi_{r\beta}$ – проекции вектора потокосцепления ротора АД на оси « α » и « β »; L_m – индуктивность намагничивания; $L_{\sigma} = L_{\sigma s} + K \cdot L_{\sigma r}$ – суммарная индуктивность рассеяния АД (где $L_{\sigma s}, L_{\sigma r}$ – индуктивности рассеяния статора и ротора соответственно); ω – угловая частота вращения (скорость) ротора двигателя; M_c – момент сопротивления; R_s – активное сопротивление обмотки статора; z – число пар полюсов двигателя; J – момент инерции АД; T_r – электромагнитная постоянная времени ротора; $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$ – проекции вектора статорного тока на оси « α » и « β » соответственно; K – коэффициент приведения (связи) ротора; M – электромагнитный момент АД.

Представим АД в пространстве состояний в виде следующей системы уравнений [5]:

$$\dot{x} = Ax + Bu, \qquad (4)$$

где $x = [\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}, I_{s\alpha}, I_{s\beta}, \omega]^T$ – вектор состояния объекта, $u = [U_{s\alpha}, U_{s\beta}, M_c]^T$ – вектор входных сигналов. С учётом (4) после преобразований система (3) принимает следующий вид:

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = -\frac{1}{T_r}\psi_{r\alpha} - z\omega\psi_{r\beta} + \frac{L_m}{T_r}I_{s\alpha} + 0\cdot I_{s\beta} + 0\cdot\omega + 0\cdot U_{s\alpha} + 0\cdot U_{s\beta} + 0\cdot M_c, \\
\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = z\omega\psi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r}\psi_{r\beta} + 0\cdot I_{s\alpha} + \frac{L_m}{T_r}I_{s\beta} + 0\cdot\omega + 0\cdot U_{s\alpha} + 0\cdot U_{s\beta} + 0\cdot M_c, \\
\frac{dI_{s\alpha}}{dt} = \frac{K}{L_{\sigma}T_r}\psi_{r\alpha} + \frac{Kz\omega}{L_{\sigma}}\psi_{r\beta} - \left(\frac{KL_m}{L_{\sigma}T_r} + \frac{R_s}{L_{\sigma}}\right)I_{s\alpha} + 0\cdot I_{s\beta} + 0\cdot\omega + \frac{1}{L_{\sigma}}U_{s\alpha} + 0\cdot U_{s\beta} + 0\cdot M_c, \\
\frac{dI_{s\beta}}{dt} = -\frac{Kz\omega}{L_{\sigma}}\psi_{r\alpha} + \frac{K}{L_{\sigma}T_r}\psi_{r\beta} + 0\cdot I_{s\alpha} - \left(\frac{KL_m}{L_{\sigma}T_r} + \frac{R_s}{L_{\sigma}}\right)I_{s\beta} + 0\cdot\omega + 0\cdot U_{s\alpha} + \frac{1}{L_{\sigma}}U_{s\beta} + 0\cdot M_c, \\
\frac{d\omega}{dt} = 0\cdot\psi_{r\alpha} + 0\cdot\psi_{r\beta} - \frac{3zK}{2J}\psi_{r\beta}\cdot I_{s\alpha} + \frac{3zK}{2J}\psi_{r\alpha}\cdot I_{s\beta} + 0\cdot\omega + 0\cdot U_{s\alpha} + 0\cdot U_{s\beta} - \frac{1}{J}M_c.
\end{cases}$$
(5)

Для АД с линейными внутренними параметрами полиномиальное разложение сигналов, поступающих на входы нейронов ПРНС, сводится к вычислению, согласно системе уравнений (5), следующих произведений: $\psi_{r\alpha}\omega$, $\psi_{r\beta}\omega$, $\psi_{r\beta}I_{s\alpha}$ и $\psi_{r\alpha}I_{s\beta}$. С учетом этого матрица весовых коэффициентов ПРНС имеет вид:

$$W = \begin{bmatrix} -1/T_r & -z & L_m/T_r & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ z & -1/T_r & 0 & L_m/T_r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{K}{L_{\sigma}T_r} & \frac{zK}{L_{\sigma}} & -\frac{KL_m}{L_{\sigma}T_r} - \frac{R_s}{L_{\sigma}} & 0 & 0 & 1/L_{\sigma} & 0 & 0 \\ -\frac{zK}{L_{\sigma}} & \frac{K}{L_{\sigma}T_r} & 0 & -\frac{KL_m}{L_{\sigma}T_r} - \frac{R_s}{L_{\sigma}} & 0 & 0 & 1/L_{\sigma} & 0 \\ 0 & 0 & -3zK/2J & 3zK/2J & 0 & 0 & 0 & -1/J \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} & w_{13} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ w_{21} & w_{22} & 0 & w_{24} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ w_{31} & w_{32} & w_{33} & 0 & 0 & w_{36} & 0 & 0 \\ w_{41} & w_{42} & 0 & w_{44} & 0 & 0 & w_{47} & 0 \\ 0 & 0 & w_{53} & w_{54} & 0 & 0 & 0 & w_{58} \end{bmatrix},$$
(6)

где *w_{ij}* – *j*-ый весовой коэффициент *i*-го нейрона, *T* – такт (шаг) счета модели или период времени между измерениями сигналов. Структура модели АД на ПРНС, соответствующая уравнениям (5) и (6), представлена на рис. 1.

Расчет весовых коэффициентов ПРНС по экспериментальным данным осуществляется согласно методике, изложенной в работах [3, 5]. Для этого выполняется измерение входных сигналов (вектор u) и сигналов вектора состояния АД (вектор x) в течение продолжительного отрезка времени с периодом измерения, равным T. Выбирается количество тактов N (длина окна), значения сигналов в которых используются для расчета. Это позволяет составить N уравнений. В каждом такте n вычисляются векторы h_{in} , сформированные из сигналов векторов u и x согласно системе уравнений (4), где i – номер дифференциального уравнения (соответственно, номер нейрона ПРНС). Для рассматриваемой задачи векторы h_{in} имеют вид:

$$\begin{split} h_{1n} &= \left[\psi_{r\alpha,n-1}, \, \omega_{n-1} \psi_{r\beta,n-1}, \, I_{s\alpha,n-1}, \, 0, \, 0, \, 0, \, 0, \, 0 \right]^T , \\ h_{2n} &= \left[\omega_{n-1} \psi_{r\alpha,n-1}, \, \psi_{r\beta,n-1}, \, 0, \, I_{s\beta,n-1}, \, 0, \, 0, \, 0, \, 0, \, 0 \right]^T , \\ h_{3n} &= \left[\psi_{r\alpha,n-1}, \, \psi_{r\beta,n-1}, \, I_{s\alpha,n-1}, \, 0, \, 0, \, U_{s\alpha,n}, \, 0, \, 0 \right]^T , \\ h_{4n} &= \left[\omega_{n-1} \psi_{r\alpha,n-1}, \, \psi_{r\beta,n-1}, \, 0, \, I_{s\beta,n-1}, \, 0, \, 0, \, U_{s\beta,n}, \, 0 \right]^T , \\ h_{5n} &= \left[0, \, 0, \, \psi_{r\beta,n-1} I_{s\alpha,n-1}, \, \psi_{r\alpha,n-1} I_{s\beta,n-1}, \, 0, \, 0, \, 0, \, M_{c,n} \right]^T . \end{split}$$

Тогда в разностном виде система уравнений (5) имеет вид:

$$w_i h_{in} = \Delta x_{in}, \ i = 1,...,5$$
, (8)

где w_i – вектор весовых коэффициентов *i*-го нейрона, являющейся *i*-ой строкой матрицы W весовых коэффициентов; $\Delta x_{in} = x_{in} - x_{in-1}$ – изменение *i*-го элемента вектора состояния за время между текущим и предыдущим тактом.

Определение весовых коэффициентов выполняется расчетом из N уравнений с помощью псевдообратной матрицы $(h_i^*)^+$ согласно следующему выражению [5]:

$$w_i^* = \Delta x_{in}^* (h_i^*)^+$$
, (9)

в котором: $w_i^* = [w_i, ..., w_i]^T$ имеет размер $(N \times 1)$; $h_i^* = [h_{in}, ..., h_{in-N+1}], \Delta x_{in}^* = [\Delta x_{in}, ..., \Delta x_{in-N+1}]^T$, i = 1, ..., 5.

Расчет внутренних параметров АД из весовых коэффициентов его модели на ПРНС

Согласно уравнению (6) весовые коэффициенты ПРНС связаны с внутренними параметрами АД системой уравнений (10), состоящей из 17 уравнений, в которых неизвестными являются семь внутренних параметров АД ($z, R_s, L_m, L_\sigma, T_r, K, J$). В системе (10) присутствуют следующие пары уравнений, у которых абсолютные значения одинаковы, а именно: первое и пятое, второе и четвертое, третье и шестое, седьмое и двенадцатое, восьмое и одиннадцатое, девятое и тринадцатое, десятое и четырнадцатое, пятнадцатое и шестнадцатое. Для расчетов можно исполь-



Рис. 1. Модель АД на ПРНС

зовать среднеарифметическое значение весовых коэффициентов с учетом знака для каждой из рассмотренных пар.

٦

$$\begin{split} & w_{11} = -T/T_r \ , \\ & w_{12} = -Tz \ , \\ & w_{13} = TL_m/T_r \ , \\ & w_{21} = Tz \ , \\ & w_{22} = -T/T_r \\ & w_{24} = TL_m/T_r \\ & w_{31} = \frac{TK}{L_{\sigma}T_r} \ , \\ & w_{32} = \frac{zTK}{L_{\sigma}} \ , \\ & w_{33} = -T\left(\frac{KL_m}{L_{\sigma}T_r} + \frac{R_s}{L_{\sigma}}\right) \ , \\ & w_{36} = T/L_{\sigma} \ , \\ & w_{41} = -\frac{zTK}{L_{\sigma}T_r} \ , \\ & w_{42} = \frac{TK}{L_{\sigma}T_r} \ , \\ & w_{44} = -T\left(\frac{KL_m}{L_{\sigma}T_r} + \frac{R_s}{L_{\sigma}}\right) \ , \\ & w_{47} = T/L_{\sigma} \ , \\ & w_{53} = -3TzK/2J \ , \\ & w_{58} = -T/J \ . \end{split}$$

(10)

При входном сигнале модели на ПРНС, равном нулю, согласно уравнениям (4) и (5), невозможно правильно выполнить расчет весовых коэффициентов ПРНС для этого сигнала. В частности, при нулевых значениях статорного напряжения $U_{s\alpha}$, $U_{s\beta}$ (что достаточно часто возникает при широтно-импульсной модуляции) неверно будут найдены, соответственно, весовые коэффициенты w_{36} или w_{47} , а при моменте сопротивления M_c , равном нулю – неправильно определен весовой коэффициент w_{58} . Исходя из этого, рассмотрим четыре случая расчета ПРНС и внутренних параметров АД.

Рассмотрим первый случай, когда все упомянутые входные сигналы $U_{s\alpha}$, $U_{s\beta}$, M_c в используемом для расчета окне не равны нулю. Значения внутренних параметров АД могут быть найдены: с минимальной

ISSN 1607-6761

среднеквадратичной ошибкой с учетом всех уравнений (однако, при этом отсутствуют простые выражения для расчета), либо вычислены из части этих уравнений (при этом критерием может являться простота выражений расчета). Для последнего варианта расчет внутренних параметров АД может быть выполнен следующим образом.

Из семнадцатого уравнения системы (10) можно определить момент инерции двигателя:

$$J = -T / w_{58} \,. \tag{11}$$

Из второго и четвертого уравнений системы (10), используя среднеарифметическое значение, вычисляется число пар полюсов двигателя:

$$z = (w_{21} - w_{12})/2T .$$
 (12)

Из первого и пятого уравнений системы (10), аналогично, вычисляется *T_r*:

$$T_r = -2T/(w_{11} + w_{22}). \tag{13}$$

Из третьего и шестого уравнений системы (10) через T_r вычисляется L_m :

$$L_m = T_r (w_{13} + w_{24})/2T = -(w_{13} + w_{24})/(w_{11} + w_{22}).$$
(14)

Из десятого и четырнадцатого уравнений системы (10) найдем $L_{\rm o}$:

$$L_{\sigma} = 2T / (w_{36} + w_{47}). \tag{15}$$

С учетом найденных значений z и L_о из уравнений восемь и одиннадцать системы (10) найдем *K*:

$$K = (w_{32} - w_{41})L_{\sigma}/2Tp =$$

= 2T(w_{32} - w_{41})/[(w_{21} - w_{12})(w_{36} + w_{47})]. (16)

Исходя из найденных значений K, L_m , T_r , L_{σ} , из уравнений девять и тринадцать системы (10) найдем сопротивление R_s :

$$R_{s} = \frac{-L_{\sigma}(w_{33} + w_{44})}{2T} - \frac{KL_{m}}{T_{r}} = -\frac{w_{33} + w_{44}}{w_{36} + w_{47}} - \frac{(w_{32} - w_{41})(w_{13} + w_{24})}{(w_{36} + w_{47})(w_{21} - w_{12})}.$$
 (17)

При рассмотренном выше расчете значения весовых коэффициентов w_{31} , w_{42} , w_{53} , w_{54} не использовались.

Для второго случая все входные сигналы ПРНС равны нулю ($U_{s\alpha}$ = 0, $U_{s\beta}$ = 0, M_c = 0). Тогда при расчете ПРНС весовые коэффициенты w_{36} , w_{47} и w_{58} будут вычислены неверно. В этом случае определить все параметры не удается из-за наличия одинаковых отношений K/L_{σ} в седьмом, восьмом, одиннадцатом и двенадцатом уравнениях. Тогда значения *z*, T_r , L_m и R_s вычисляются соответственно по формулам (12),

(13), (14) и (17). Значение коэффициента приведения K принимается известным, а значения $L_{\rm o}$ и J вычисляются из уравнений:

$$L_{\sigma} = 2TKz/(w_{32} - w_{41}),$$

$$J = 3TKz/(w_{54} - w_{53}).$$
(18)

После этого выполняется вычисление неверно найденных весовых коэффициентов ПРНС w_{36} , w_{47} и w_{58} по уравнениям из системы (10).

Для третьего случая, когда $U_{s\alpha}$ и $U_{s\beta}$ равны нулю, а M_c отличен от нуля, на используемом для расчета окне существует возможность вычислить все внутренние параметры АД. Значения z, T_r , L_m , R_s и J вычисляются соответственно по формулам: (12), (13), (14), (17) и (11), значение L_{σ} находится из первого уравнения системы (18), а значение K вычисляется из уравнения:

$$K = J(w_{54} - w_{53})/3Tz .$$
⁽¹⁹⁾

Для четвертого случая, когда, на используемом для расчета окне, значения M_c и $U_{s\beta}$ равны нулю, а $U_{s\alpha}$ – отлично от нуля, также можно вычислить все внутренние параметры АД. Значения *z*, T_r , L_m , *K* и R_s вычис-

ляются соответственно по формулам: (12), (13), (14), (16) и (17), а значение J находится из второго уравнения системы (18), а значение L_{σ} вычисляется из уравнения:

$$L_{\sigma} = T/w_{36}$$
 (20)

Неверно найденные весовые коэффициенты ПРНС w_{36} , w_{47} для третьего случая и w_{47} , w_{58} для четвертого случая вычисляются аналогично из уравнений системы (10).

Результаты расчета из экспериментальных данных моделей АД на ПРНС и внутренних параметров двигателя

Схема исследуемой в пакете Simulink системы приведена на рис. 2. Пуск двигателя осуществляется от АИН с ШИМ при плавном нарастании амплитуды первой гармоники фазного напряжения и прямо пропорциональной ей – частоты первой гармоники указанного напряжения: в течение 0,8 с от нуля до 665 В и от нуля до 50 Гц соответственно (осуществляемое от задатчика интенсивности «Zadan U/f=const»). Опорная частота модуляции f_{on} равнялась 1000Гц. Блок «Preobraz UL/ Ufaz» вычисляет фазные напряжения U_A, U_B и U_C по формуле (1), блок «Preobraz 3/2» на-



Рис. 2. Схема исследования АД при питании от АИН-ШИМ в пакете Simulink системы Matlab

ходит напряжения $U_{s\alpha}$, $U_{s\beta}$ по формуле (2). Блок «Asynchronous Machine SI Units» является моделью АД из библиотеки электрических машин пакета Sim Power System системы Matlab. Блок «Discrete PWM Generator» формирует импульсы управления ключами инвертора, реализованного блоком «Universal Bridge». Блок «PRNN_Exp» является ПРНС, реализующей модель АД. Остальные блоки сохраняют результаты моделирования в рабочем пространстве системы Matlab.

Статорные линейное U_{AB} и фазные напряжения $U_{s\alpha}$, $U_{s\beta}$ приведены на рис. 3, из которого видно, что напряжения, подаваемые на двигатель от АИН с ШИМ, принимают в течение определенных отрезков времени несколько фиксированных значений (в том числе – и равные нулю). Для последующего расчета выбираются промежутки времени, при которых отсутствуют скачки напряжений $U_{s\alpha}$, $U_{s\beta}$ и момента сопротивления. Такие интервалы времени существуют на протяжении каждого периода опорного напряжения.

Для исследования взята модель тягового асинхронного электродвигателя АД906У1, имеющего следующие параметры: $P_{\rm H}$ = 240 кВт, $U_{\phi{\rm H}}$ = 665 В, $I_{\phi{\rm H}}$ = 155 А,



Рис. 3. Статорные линейное U_{AB} и фазные $U_{s\alpha}$ и $U_{s\beta}$ напряжения двигателя

$$\begin{split} M_{_{H}} = 2366 \ \mathrm{Hm}, \ z = 3, \ f_{_{CH}} = 33,8 \ \mathrm{Гц}, \ \mathrm{K}\Pi \Bar{\Pi} = 93\%; \\ R_{_{S}} = 0,083 \ \mathrm{Om}; \ R_{_{T}} = 0,06 \ \mathrm{Om}; \ L_{_{M}} = 0,0725 \ \mathrm{Fh}; \ L_{_{G}} = 0,003 \ \mathrm{Fh}; \\ L_{_{GS}} = 0,0016 \ \mathrm{Fh}; \ L_{_{GT}} = 0,0014 \ \mathrm{Fh}; \ T_{_{T}} = 1,23 \ \mathrm{c}; \ \mathrm{K} = 0,982; \\ J = 10 \ \mathrm{Krm^{2}}, \ x_{1} = 0,343 \ \mathrm{Om}, \ x_{2} = 0,29 \ \mathrm{Om}, \ x_{m} = 15,4 \ \mathrm{Om}. \end{split}$$

Для обеспечения высокой точности вычисления выполнялись с фиксированным шагом счета (тактом счета) *T*, равным 10⁻⁶с. Значения частоты первой гармоники выходного напряжения АИН с ШИМ, подаваемого на АД, и момента сопротивления в течение первых двух секунд работы АД приведены на рис. 4.



Рис. 4. Задание частоты первой гармоники выходного напряжения инвертора (*a*) и значение момента сопротивления двигателя (*б*)

Расчет осуществлялся для четырех различных случаев, рассмотренных в предыдущем разделе статьи. Для первого случая, когда все входные сигналы ПРНС не равны нулю, расчет выполнялся из данных, взятых в трех разных участках измеряемой последовательности сигналов. На каждом участке выполнялся расчет на двух разных длинах окон. Первый участок начинался с момента времени t_r =0,61064 с при длине окна 20 и 160 тактов счета. Второй участок начинался с момента времени t_r =0,95131 с при длине окна 20 и 600 тактов счета. Третий участок начинался с момента времени t_r =1,85131 с при длине окна 20 и 600 тактов счета.

Результаты расчета весовых коэффициентов ПРНС по формуле (9) для данных, взятых из приведенных выше последовательностей, приведены с третьего по восьмой столбец табл. 1. Значения весовых коэффициентов, найденные, согласно [5], из известной математической модели АД, приведены во втором столбце табл. 1.

Результаты расчета внутренних параметров АД по формулам (11)–(17) по значениям весовых коэффи-

Наимен.	ПРНС_М	t _r =0,61064	t _r =0,61064	$t_r = 0.95131$	t _r =0,95131	t _r =1,85131	t _r =1,85131
коэфф.		N=20	N=160	N=20	N=600	N=20	N=600
<i>w</i> ₁₁	-8,12e-7	-7,850e-7	-7,850e-7	-7,616e-7	-7,617e-7	-7,621e-7	-7,622e-7
<i>w</i> ₁₂	-3e-6	-2,990e-6	-3,000e-6	-3,000e-6	-3,000e-6	-3,000e-6	-3,000e-6
<i>w</i> ₁₃	5,89e-8	5,892e-8	5,892e-8	5,891e-8	5,891e-8	5,891e-8	5,891e-8
w ₂₁	3e-6	3,000e-6	3,000e-6	3,000e-6	3,000e-6	3,000e-6	3,000e-6
w ₂₂	-8,12e-7	-7,853e-7	-7,856e-7	-7,576e-7	-7,596e-7	-7,571e-7	-7,593e-7
w ₂₄	5,89e-8	5,889e-8	5,889e-8	5,883e-8	5,885e-8	5,883e-8	5,885e-8
<i>w</i> ₃₁	2,69e-4	2,455e-4	2,601e-4	2,417e-4	2,552e-4	2,468e-4	2,565e-4
w ₃₂	9,96e-4	9,960e-4	9,963e-4	9,963e-4	9,964e-4	9,963e-4	9,964e-4
w ₃₃	-4,76e-5	-4,774e-5	-4,766e-5	-4,769e-5	-4,764e-5	-4,767e-5	-4,764e-5
w ₃₆	3,38e-4	3,383e-4	3,384e-4	3,383e-4	3,384e-4	3,383e-4	3,384e-4
w ₄₄	-9,96e-4	-9,965e-4	-9,964e-4	-9,964e-4	-9,964e-4	-9,964e-4	-9,964e-4
w ₄₂	2,697e-4	2,671e-4	2,620e-4	2,529e-4	2,534e-4	2,528e-4	2,539e-4
w ₄₄	-4,76-5	-4,768e-5	-4,765e-5	-4,764e-5	-4,765e-5	-4,764e-5	-4,765e-5
w ₄₇	3,38e-4	3,384e-4	3,384e-4	3,384e-4	3,384e-4	3,384e-4	3,384e-4
w ₅₃	-4,42e-7	-4,423e-7	-4,423e-7	-4,420e-7	-4,423e-7	-4,418e-7	-4,419e-7
w ₅₄	4,42e-7	4,414e-7	4,414e-7	4,414e-7	4,412e-7	4,414e-7	4,414e-7
W ₅₈	-1e-7	-1,001e-7	-1,001e-7	-9,996e-8	-9,992e-7	-9,996e-8	-9,995e-8

Таблица 1. Весовые коэффициенты ПРНС

циентов ПРНС, указанных в табл. 1, приведены в табл. 2. Для сравнения во втором столбце в табл. 2 даны значения внутренних параметров АД, установленные в модели АД из библиотеки Matlab. Относительные ошибки расчета внутренних параметров АД приведены в табл. 3. Наиболее высокая точность расчета (согласно второго столбца табл. 3) достигается для момента времени $t_r = 0,6106$ с при длине окна 160 тактов счета.

Выполнены расчеты весовых коэффициентов ПРНС и внутренних параметров АД также для трех остальных случаев, когда все или некоторые входные сигналы равны нулю. Для второго и четвертого случаев задавалось значение M_c , равное нулю, в отличие

от значений, представленных на рис. 4, *б*. Результаты расчета приведены в табл. 4 – табл. 6. В табл. 4 жирным шрифтом показаны неверно вычисленные весовые коэффициенты ПРНС: *w*₃₆, *w*₄₇ и *w*₅₈, а под ними даны найденные значения весовых коэффициентов после идентификации внутренних параметров АД.

В левых колонках на рис. 4 и рис. 5 показаны результаты моделирования вектора состояния АД моделью на ПРНС с весовыми коэффициентами, представленными в четвертом столбце табл. 1. Для оценки точности моделей в правых столбцах рис. 4 и рис. 5 показаны ошибки отработки координат привода моделью на ПРНС. Максимальные относительные ошибки отработки координат привода даны в табл. 7.

	Таблица	2.	Значения	внутренних	параметров	AД
--	---------	----	----------	------------	------------	----

Наим.	Значен	Наї	іденные пара	аметры из вес	совых коэфф	ициентов ПР	ΉС
пара- метра	на АД	$t_r = 0,61064$ N = 20	$t_r = 0,61064$ N = 160	$t_r = 0.95131$ N = 20	$t_r = 0.95131$ N = 600	$t_r = 1,85131$ N = 20	$t_r = 1,85131$ N = 600
Z	3	3	3	3	3	3	3
R_s	0,083Ом	0,0832	0,0830	0,0831	0,0830	0,0831	0,0830
L_m	0,0725Гн	0,075	0,075	0,078	0,077	0,078	0,077
L _o	0,003Гн	0,00296	0,00296	0,00296	0,00296	0,00296	0,002955
T_r	1,23c	1,274	1,273	1,317	1,315	1,317	1,315
K	0,982	0,9815	0,9815	0,9816	0,9815	0,9815	0,9815
J	10 кгм ²	9,991	9,991	10,004	10,008	10,004	10,005

Наимен.		Ошибки г	ри определе	нии параметј	ров АД, %	
пара-	t _r =0,61064	t _r =0,61064	t _r =0,95131	t _r =0,95131	t _r =1,85131	t _r =1,85131
метра	N=20	N=160	N=20	N=600	N=20	N=600
Ζ	0,001	0,001	0,006	0	0,001	0
R_s	-0,25	-0,02	0,12	-0,02	0,07	-0,01
L _m	-3,45	-3,44	6,88	-6,75	6,87	-6,74
L _o	-0,009	0,001	0,007	0,005	0,002	0,005
T_r	-3,43	-3,42	6,92	-6,77	6,92	-6,76
K	-0,002	-0,001	0,005	0,001	0,002	0,002
J	0,09	0,09	0,04	-0,08	0,04	-0,05

Таблица 3. Значения ошибок расчёта параметров АД

Таблица 4. Весовые коэффициенты ПРНС

Наим. коэфф.	Значения из мате- матич. модели	$t_{r}=0,61263c$ $N=200,$ $M_{c}=0,$ $U_{s\alpha}=0,$ $U_{s\beta}=0$	$t_r=0,7092c$ N=200, $M_c=0,$ $U_{s\alpha} \neq 0,$ $U_{s\beta}=0$	$t_{r}=0,73207c$ $N=200,$ $M_{c}\neq0,$ $U_{s\alpha}=0,$ $U_{s\beta}=0$
<i>w</i> ₁₁	-8,12e-7	-8,977e-7	-7,869e-7	-7,761e-7
<i>w</i> ₁₂	-3e-6	-3,000e-6	-3,000e-6	-3e-6
w ₁₃	5,89e-8	5,854e-8	5,897e-8	5,888e-8
w ₂₁	3e-6	3,0001e-6	3e-86	3,0001e-6
w ₂₂	-8,12e-7	-7,838e-7	-7,732e-7	-7,721e-7
w ₂₄	5,89e-8	5,8878e-8	5,8896e-8	5,8881e-8
w ₃₁	2,69e-4	2,981e-4	2,5818e-4	2,5777e-4
w ₃₂	9,96e-4	9,963e-4	9,964e-4	9,964e-4
w ₃₃	-4,76e-5	-4,787e-5	-4,765e-5	-4,798e-5
w ₃₆	3,38e-4	<u>4,787e-8</u> 3,384e-4	3,384e-4	<u>4,798e-8</u> 3,381e-4
<i>w</i> ₄₁	-9,96e-4	-9,964e-4	-9,964e-4	-9,964e-4
w ₄₂	2,697e-4	2,603e-4	2,568e-4	2,564e-4
w ₄₄	-4,76e-5	-4,798e-5	-4,798e-5	-4,798e-5
w ₄₇	3,38e-4	<u>4,798e-8</u> 3,384e-4	<u>4,798e-8</u> 3,384e-4	<u>4,798e-8</u> 3,381e-4
w ₅₃	-4,42e-7	-4,371e-7	-4,415e-7	-4,417e-7
w ₅₄	4,42e-7	4,7569e-7	4,4136e-7	4,416e-7
w ₅₈	-1e-7	0 -1,033e-7	<u>0</u> -9,995e-8	-9,990e-8

Выводы

1. Установлена возможность получения на ПРНС с высокой точностью моделей АД при питании от АИН с ШИМ (в рассмотренном варианте расчета максимальная ошибка отработки вектора состояния АД полученной его моделью не превышала 0,2 % согласно (табл. 7).

2. Ошибки расчета внутренних параметров АД (момента инерции *J*, электромагнитной постоянной вре-

Таблица 5. Значения внутренних параметров АД

	Значен. на АД	Найденные параметры		
Наимен. пара- метра		$t_r = 0,61263c$ N = 200,	$t_r = 0,7092c$ N = 200,	$t_r = 0,73207c$ N = 200,
		<i>M_c</i> =0,	$M_{c} = 0,$	$M_c \neq 0$,
		$U_{s\alpha}=0,$	$U_{s\alpha}\neq 0$,	$U_{s\alpha}=0,$
		$U_{s\beta}=0$	$U_{s\beta}=0$	$U_{s\beta}=0$
z	3	3	3	3
R _s	0,083Ом	0,084	0,0835	0,0841
L _m	0,0725Гн	0,0698	0,0755	0,0761
L _σ	0,003Гн	0,00296	0,00296	0,00296
T_r	1,23c	1,19	1,28	1,292
K	0,982	0,982	0,982	0,982
J	10	9,68	10,005	10,01

Таблица 6. Значения ошибок расчёта параметров АД

	Ошибка при определен. параметров, %				
Наимен. пара- метра	t _r =0,61263c	t _r =0,7092c	$t_r = 0,73207c$		
	N = 200,	N=200,	<i>N</i> =200,		
	$M_{c} = 0,$	<i>M_c</i> =0,	$M_c \neq 0$,		
	$U_{s\alpha}=0,$	<i>U</i> _{sα} ≠0,	$U_{s\alpha}=0,$		
	$U_{s\beta}=0$	$U_{s\beta}=0$	$U_{s\beta}=0$		
Z	0,00103	0,00157	-0,00163		
R _s	-1,21	-0,563	-1,3		
L _m	3,70	-4,18	-4,89		
L _o	0,00142	0,00292	-0,0907		
T_r	3,40	-4,11	-4,91		
K	0	-0,000783	-0,0921		
J	3,23	-0,0538	-0,102		

мени ротора T_r , активного сопротивления обмотки статора R_s , коэффициента приведения K, индуктивности намагничивания L_m , индуктивности рассеяния L_σ , а также числа пар полюсов двигателя z) из его моделей на ПРНС для всех рассмотренных случаев не пре-


Рис. 5. Результаты отработки потокосцеплений ротора ψ_{rα}, ψ_{rβ} и фазного статорного тока I_{sα} двигателя (a) и их ошибки для модели на ПРНС (б)

вышали 7 %. Увеличение длины последовательности данных (длины окна), используемой для расчета, приводит к увеличению точности, идентифицируемых параметров (согласно табл. 3 и табл. 6).

3. Предложенные методика и расчет моделей АД на ПРНС при питании его от АИН с ШИМ предназна-

чены для идентификации внутренних параметров и параметров режима двигателя, что позволяет осуществлять адаптивное управление и формирование требуемых статических и переходных электромагнитных процессов в ЭП.



Рис. 6. Результаты отработки проекции статорного тока $I_{s\beta}$, скорости ω и электромагнитного момента *M* двигателя (*a*) и их ошибки для модели на ПРНС (*б*)

Таблица	7. Значени	я макси	имальных	ошибок	отработки
	координат г	ривода	моделью	на ПРН	С

Обозначение	Максим.
параметра	ошибка, %
$\Psi_{r\alpha}$	0,12
$\Psi_{r\beta}$	0,12
I _{sα}	0,2
$I_{s\beta}$	0,2
ω	0,025
М	0,2

Перечень ссылок

- Пивняк Г. Г. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтноимпульсной модуляцией / Г. Г. Пивняк, А. В. Волков. – Днепропетровск : Национальный горный университет, 2006. – 470 с.
- Хайкин С. Нейронные сети : полный курс / С. Хайкин ; пер. с англ. – [2-е изд.]. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2006. – 1104 с.
- Бодянский Е. В. Искусственные нейронные сети: архитектуры, обучение, применения / Е. В. Бодянский, О. Г. Руденко. – Харьков: ТЕЛЕТЕХ, 2004. –

372 c.

- Орловский И. А. Расчет моделей тиристорного электропривода постоянного тока на полиномиальных рекуррентных нейронных сетях / И. А. Орловский, А. А. Синявский // Електротехніка та електроенергетика. – 2008. – № 2. – С. 7–20.
- Орловский И. А. Расчет моделей тягового асинхронного двигателя на полиномиальных рекуррентных нейронных сетях / И. А. Орловский // Вестник НТУ «ХПИ» : сборник научных трудов «Проблемы автоматизированного привода. Теория и практика». – Харьков. – 2008. – С. 582–585.

Поступила в редакцию 05.12.08 г.

Запропоновано методику й приклади розрахунку моделей асинхронного двигуна (АД) на поліноміальних рекурентних нейронних мережах (ПРНМ), виходячи з експериментальних даних про режими його роботи при живленні від автономного інвертора напруги із широтно-імпульсною модуляцією. Методом імітаційного моделювання досліджена точність запропонованої методики й розраховані внутрішні параметри АД із вагових коефіцієнтів ПРНМ.

The design procedure and examples of the asynchronous drive models calculation on polynomial recurrent neural networks (PRNN), proceeding from experimental data about modes of its work at the independent inverter of voltage with pulse-width modulation is offered. The method of imitating modeling investigates the accuracy of the offered technique and internal parameters of the asynchronous drive from weight coefficient PRNN are calculated.

УДК 62-83:621.313.333

А. В. Макурин

Влияние параметров схемы электрического вала на его статические и динамические характеристики

Приведены результаты теоретических исследований, получены результаты моделирования, проведен анализ влияния параметров схемы електрического вала на его статические и динамические свойства.

Проблема и ее связь с научными и практическими задачами

Часто наиболее простым и экономичным устройством для обеспечения согласованной работы механизмов является электрический вал (ЭВ), реализующийся в результате электрического соединения статоров и роторов двух или нескольких асинхронных машин (АМ) с фазными роторами. Существенное преимущество электрического вала заключается в простоте его конструкции и в возможности применять в нем нормальные серийные машины. Это устройство является очень надежным в эксплуатации и при качественном проектировании может применятся без каких-либо затруднений в широких диапазонах регулирования скорости вращения. Например, в механизмах передвижения кранов применение ЭВ позволяет значительно уменьшить износ рельс и реборд колес, а также снизить нагрузку на конструкции крана.

Несмотря на свою конструктивную простоту, электрический вал требует определенного опыта при проектировании. После проектирования следует обязательно проводить проверку на динамическую и статическую устойчивость [1]. Существуют области скольжений и параметров машин ЭВ, где наблюдаются на практике слабозатухающие колебательные режимы, которые препятствуют качественному движению ЭВ. Исследование параметров схемы электрического © А. В. Макурин 2009 р. вала позволяет определить возможность статически и динамически устойчивой области их работы при заданном диапазоне скольжений и углов рассогласования, а, значит, и – возможность применения ЭВ с данными машинами.

Анализ исследований и публикаций. Анализ отечественных исследований и разработок показывает, что достаточно хорошо освещают вопросы выбора машин, расчета статики и энергетики применительно к ЭВ [2]. В некоторых работах рассматривались вопросы статической устойчивости ЭВ [3], но исследования влияния параметров схемы системы электрического вала на его динамические свойства не проводились. В зарубежных публикациях рассматривались вопросы, касающиеся статической и динамической устойчивости систем синхронного вращения (ССВ), но результаты этих исследований не сравнивались и не проверялись на математических моделях системы ЭВ [4].

Актуальность проведенных ниже исследований обусловлена существующим недостатком в исследованиях динамики ЭВ и восстребованностью этих исследований практикой.

Постановка задачи. Провести теоретическое исследование влияния параметров схемы электрического вала (в частности, активных и индуктивных сопротивлений статора и ротора) на удельный синхронизирующий момент и коэффициент демпфирования ЭВ, определить область устойчивой работы ЭВ при рабочих диапазонах изменения скольжений машин ЭВ и проверить результаты теоретического исследования на математической модели электрического вала.

Изложение материала и его результаты. Примем следующие исходные допущения при проведении исследований:

1) рабочие потокосцепления АМ постоянны;

2) потерями в стали и добавочными потерями пренебрегаем;

3) воздушный зазор АМ равномерен;

 питающие напряжения синусоидальны и симметричны;

5) для упрощения расчета происходящих процессов, ограничимся рассмотрением лишь небольших угловых отклонений θ_1 и θ_2 от соответствующих положений равновесия ϕ_{10} или ϕ_{20} (только в этом случае дифференциальные уравнения ЭВ являются линейными и имеют постоянные коэффициенты).

Если принять во внимание вышеперечисленные допущения, то процессы в ССВ можно записать системой уравнений [4]:

$$J_{1}\frac{d^{2}}{dt}\theta_{1} + d_{11}\frac{d}{dt}\theta_{1} + d_{12}\frac{d}{dt}\theta_{2} + c_{1}(\theta_{1} - \theta_{2}) = 0$$

$$J_{2}\frac{d^{2}}{dt}\theta_{2} + d_{22}\frac{d}{dt}\theta_{2} + d_{21}\frac{d}{dt}\theta_{1} + c_{2}(\theta_{2} - \theta_{1}) = 0$$
, (1)

где θ_1, θ_2 – угловые отклонения от положений равновесия; $d_{11}, d_{12}, d_{22}, d_{21}$ – коэффициенты демпфирования, которые характеризуют затухание колебаний (подобны коэффициентам вязкого трения в механических валах); c_1, c_2 – удельные синхронизирующие моменты, характеризующие жесткость электрического вала; J_1, J_2 – приведенные моменты инерции масс на валах каждой из машин электрического вала.

Составим в операторном виде характеристическое уравнение для решения системы (1):

$$p^{3}J_{1}J_{2} + p^{2}(J_{1}d_{11} + J_{2}d_{22}) + + p(J_{1}c_{2} + J_{2}c_{1} + d_{11}d_{22} + d_{12}d_{21}) + + c_{1}(d_{22} + d_{21}) + c_{2}(d_{11} + d_{12}) = 0 \quad .$$
 (2)

Решение данного характеристического уравнения (2) определяют собой характер уравнительного движения ССВ. Однако, ввиду того, что это уравнение является уравнением третьей степени, рассмотрение всех возможных физических процессов для такого общего уравнения затруднительно. Поэтому имеет смысл исследовать процессы в ССВ на примере некоторых конкретных случаев.

В данной статье ограничимся исследованием на примере дистанционного ЭВ (ДЭВ). Дистанционным принято считать ЭВ, у которого на одной из сторон отсутствует основная машина. Для дистанционного вала характерно то, что момент инерции на валу машины-датчика во много раз превышает момент инерции машины-приемника (например, это наблюдается в приводах станков для вращающихся масс приводов шпинделя и суппорта). Для случая, когда вращающиеся массы настолько сильно отличаются между собой, возникают качания (заметные колебания) только на стороне с малой вращающейся массой. Демпфирование оказывает эффективное действие также только на стороне этой массы. Для случая $J_1 >> J_2$, разделив характеристическое уравнение на параметр J_1 и пренебрегая членами с параметром J_1 в знаменателе, упростим уравнение (2) до дифференциального уравнения второго порядка [4]:

$$p^{2} + p \frac{d_{22}}{J_{2}} + \frac{c_{2}}{J_{2}} = 0$$
, (3)

соответствующего колебательному переходному процессу.

Решение данного уравнения находится в виде:

$$\theta_{v} = \widehat{\theta}_{v} e^{-\frac{t}{2T_{d}}} \cos(\Omega t - \varepsilon_{v}), \qquad (4)$$

где полученные корни равны

$$p_{1,2} = -\frac{d_{22}}{2J_2} \pm j \sqrt{\left(\frac{c_2}{J_2} - \left(\frac{d_{22}}{2J_2}\right)^2\right)}.$$
 (5)

В соотношениях (4) и (5) используются следующие обозначения:

 Θ_{v} и \mathcal{E}_{v} – постоянные интегрирования (находятся, исходя из произвольных начальных условий, для угла рассогласования $\varphi_{v(0)}$ и угловой скорости $\Theta'_{v(0)}$ в момент времени t = 0);

$$T_{d} = \frac{J_{2}}{d_{22}}$$
(6)

постоянная времени затухания, с;

$$\Omega = \sqrt{\left(\frac{c_2}{J_2} - \left(\frac{d_{22}}{2J_2}\right)^2\right)}$$
(7)

резонансная частота колебаний, с-1;

$$\Omega_0 = \sqrt{\frac{c_2}{J_2}} \tag{8}$$

собственная частота колебаний, с-1.

Согласно критерию устойчивости Гурвица для коэффициентов уравнения третьей степени вида

$$p^{3}a_{0} + p^{2}a_{1} + pa_{2} + a_{3} = 0$$
 (9)

должны быть выполнены следующие условия [5]:

$$\left. \begin{array}{l} a_1 > 0; \\ a_1 a_2 - a_0 a_3 > 0; \\ a_3 > 0. \end{array} \right\}$$
 (10)

Для обеспечения устойчивости ДЭВ, описываемого уравнением (3), также должны выполняться условия (10), а динамическое исследование устойчивости электрического вала в общем виде заключается в анализе встречающихся в уравнении движения (3) коэффициентов (*с* и *d*) и проверке выполнения условий из (10). В рассматриваемом случае для ДЭВ коэффициент *a*₃ ≡ 0, и единственным условием для динамической устойчивости является всегда положительный коэффициент демпфирования.

Для расчета коэффициентов демпфирования *d*₂₂ и жесткости *c*₂ ЭВ воспользуемся следующими формулами [4]:

$$c_{22} = \frac{3}{2} \frac{p_n}{\omega_0} U_1 I_\mu (1 - \sigma) s \times \\ \times \frac{s(\alpha^2 + \sigma) \sin p_n \varphi - \beta (1 + \alpha^2) (1 - \cos p_n \varphi)}{(1 + \alpha^2) [(\alpha \beta - s \sigma)^2 + (\beta + s \alpha)^2]}, \\ d_{22} = \frac{3}{2} \frac{p_n}{\omega_0} U_1 I_\mu (1 - \sigma) \{ [(1 + \alpha^2) \beta [\beta (1 + \alpha^2) + s \alpha (1 - \sigma)] + s^2 (\sigma + \alpha^2)^2 + s \alpha^2 (1 - \sigma) (\sigma + \alpha^2) \sin p_n \varphi + s \alpha (1 - \sigma) [\beta (1 + \alpha^2) + s \alpha (1 - \sigma)] \cos p_n \varphi] \} / \\ + s \alpha (1 - \sigma) [\beta (1 + \alpha^2) + s \alpha (1 - \sigma)] \cos p_n \varphi] \} / \\ / \{ (1 + \alpha^2) [(\alpha \beta - s \sigma)^2 + (\beta + s \alpha)^2] \}$$

где: p_n – число пар полюсов машин ЭВ; ω_0 – скорость поля статора, 1/с; $\alpha = r_1/x_1$ – коэффициент затухания обмотки статора; ($\beta = r_2/x_2$) – коэффициент затухания обмотки ротора; $\sigma = 1 - x_0^{-2}/(x_1x_2)$ – коэффициент рассеяния обмоток статора и ротора; U_1 – напряжение сети статора, В; I_{μ} – ток намагничивания, А; J_1 , J_2 – моменты инерции соединяемых механизмов 1 и 2, кг×м²; x_1 , x_2 , x_0 – индуктивные сопротивления обмоток статора, ротора и контура намагничивания АМ, Ом; c – коэффициент жесткости вала, Нм; d – коэффициент демпфирования колебаний вала, Нм.

При дальнейших исследованиях влияния параметров схемы ЭВ на коэффициенты с и d (которыми определяются его основные статические и динамические свойства) используем программу Microsoft Exel. В этой программе с применением формулы (3) произведены расчеты и построены графики . В качестве примера использованы асинхронные машины с фазным ротором типа МТ-51-8 (с номинальной мощностью, равной 22 кВт, и синхронной частотой вращения равной 750 об/мин). На рис. 1 представлены рассчитанные зависимости удельного синхронизирующего момента с (рис. 1, а) от угла рассогласования и при скольжении s = 0,2, а также коэффициента демпфирования d (рис. 1, б) от скольжения s при различных значениях сопротивлений статора R₂ и ротора R₂. На рис. 2 и рис. 3, приведены так же зависимости, но с разными значениями индуктивных сопротивлений рассеяния статора: $X_s = 2X_{sn}$ (для рис. 2) и $X_s = 0$ (для рис. 3). При этом графики зависимостей с измененными значениями индуктивного сопротивления ротора не приводятся, так как практически совпадают с характеристиками при изменении индуктивного сопротивления статора Х_с (рис. 2 и рис. 3).



Рис. 1. Зависимости: *a* – удельного синхронизирующего момента *c* от угла рассогласования $(1 - R_r = 0.05 \text{ OM})$, $R_s = 0.053 \text{ OM}$; $2 - R_r = 0.15 \text{ OM}$, $R_s = 0.053 \text{ OM}$; $3 - R_r = 0.05 \text{ OM}$, $R_s = 0.159 \text{ OM}$; $4 - R_r = 0.15 \text{ OM}$, $R_s = 0.159 \text{ OM}$; 6) коэффициента демпфирования от скольжения при разных значениях сопротивлений статора и ротора $(1 - R_r = 0.15 \text{ OM})$, $R_s = 0.159 \text{ OM}$; $2 - R_r = 0.15 \text{ OM}$, $R_s = 0.053 \text{ OM}$; $3 - R_r = 0.05 \text{ OM}$, $R_s = 0.159 \text{ OM}$; $2 - R_r = 0.15 \text{ OM}$, $R_s = 0.053 \text{ OM}$; $3 - R_r = 0.05 \text{ OM}$, $R_s = 0.159 \text{ OM}$; $4 - R_r = 0.05 \text{ OM}$, $R_s = 0.053 \text{ OM}$)



Рис. 2. Зависимости коэффициентов $c(\theta)$ и d(s) при различных значениях сопротивлений R_s и R_r $(1 - R_r = 0.05 \text{ OM}, R_s = 0.053 \text{ OM}; 2 - R_r = 0.15 \text{ OM}, R_s = 0.053 \text{ OM}; 3 - R_r = 0.050 \text{ OM}, R_s = 0.159 \text{ OM}; 4 - R_r = 0.150 \text{ OM}, R_s = 0.159 \text{ OM})$ при удвоенном значении индуктивного сопротивления рассеяния статора $X_s = 2X_{sn}$



Рис. 3. Зависимости коэффициентов $c(\theta)$ и d(s) при значении индуктивного сопротивления статора $X_s = 0$ (1 – $R_r = 0.055$ Ом, $R_s = 0.053$ Ом; 2 – $R_r = 0.15$ Ом, $R_s = 0.053$ Ом; 3 – $R_r = 0.055$ Ом, $R_s = 0.159$ Ом; 4 – $R_r = 0.155$ Ом, $R_s = 0.159$ Ом)

Для проверки полученных зависимостей воспользуемся цифровой моделью ЭВ, разработанной в среде SIMULINK пакета MATLAB, описанной в статье [6] (шаг интегрирования выбран переменным: с максимальным значением 10-6 с, минимальным – не ограниченным). Рассчитаем и построим на рис. 4 характеристики (зависимость жесткости ЭВ от угла рассогласования) соответствующие плавному нарастанию нагрузки. В качестве примера, ниже приведены квазистатические характеристики ЭВ (моментов с от угла рассогласования) с указанными типами АМ при изменении сопротивлений статора и ротора: $R_{2} = 3R_{4}$, $R_{r} = 3R_{2}$ и скольжении s = 0,2, - которые получены при плавном нарастании момента (на рис. 4, б для отрицательных, на рис. 4, а для положительных углов рассогласования).

Выводы

1. Увеличение активных сопротивлений статора и ротора уменьшают удельный синхронизирующий момент (рис. 1, *a*) и увеличивают коэффициент демпфирования (рис. 1, *б*). Таким образом, несмотря на снижение нагрузочной способности ЭВ, за счет этого можно придать ССВ дополнительную динамическую устойчивость.

2. При увеличении активного сопротивления ротора возрастает асинхронная составляющая момента машин ЭВ, что приводит: к росту удельных синхронизирующих моментов при положительных углах рассогласования или их снижению – при отрицательных углах. При увеличении активного сопротивления статора наблюдается снижение удельного синхронизи-



Рис. 4. Квазистатические характеристики удельного синхронизирующего момента ЭВ при отрицательных (*a*) и положительных (*б*) углах рассогласования θ

рующего момента в большей степени, но характеристика удельных синхронизирующих моментов становится более симметричной при положительных и отрицательных углах. Таким образом, увеличивать сопротивление ротора более выгодно в случае дистанционного ЭВ с пассивным моментом сопротивления (например, приводы подач станков). В том случае, если важна симметричность статических характеристик ЭВ, более выгодно увеличивать активное сопротивление статора или одновременно статора и ротора.

3. Увеличение индуктивных сопротивлений статора и ротора отрицательно влияет на статические и динамические характеристики ЭВ. Снижение их значений даже на незначительную величину оказывает положительное влияние на показатели ЭВ, так как увеличиваются коэффициент демпфирования и удельный синхронизирующий момент. Это, в свою очередь, оправдывает выбор машин электрического вала с ма-лым индуктивным сопротивлением X_k Короткого замыкания.

4. Установлено, что квазистатические характеристики удельного синхронизирующего момента (рис. 4), полученные в результате моделирования ЭВ с учетом электромагнитных процессов в АМ [6], практически совпадают с характеристикой на рис. 1, полученной без учета электромагнитных процессов (при тех же значениях статорных и роторных сопротивлений). Это подтверждает результаты расчета удельных синхронизирующих моментов по формулам (11).

Перечень ссылок

- Чиликин М. Г. Общий курс электропривода : учебник для вузов / М. Г. Чиликин, А. С. Сандлер. – 6-е изд. доп. и перераб. – М. : Энергоиздат, 1981. – 226 с.
- 2. Андреев В. П. Основы электропривода / В. П. Анд-

реев, Ю. А. Сабинин. – М. : Госэнергоиздат, 1963. – 674 с.

- Чиликин М. Г. Теория автоматизированного электропривода. Учеб. пособие для вузов / М. Г. Чиликин, В. И. Ключев, А. С. Сандлер. – М. : Энергия, 1979. – 544 с.
- Флоренс У. Системы согласованного вращения асинхронных электродвигателей / У. Флоренс, И. Гейнц. – Л. : Энергия, 1971. – 71 с.
- 5. Ким Д. П. Теория автоматического управления.

Т.1. Линейные системы / Д. П. Ким. – М. : ФИЗМАТ-ЛИТ, 2003. – 93 с.

 Макурин А. В. Сравнение свойств электрического и механического валов методом цифрового моделирования / А. В. Макурин, Д. И. Морозов, И. С. Шевченко // сб. науч. тр. ДонГТУ. – Алчевск : ДонГТУ, 2007. – С. 412–421.

Поступила в редакцию 05.11.07 г.

После доработки 16.11.08 г.

Наведені результати теоретичних досліджень, отримані результати моделювання, проведений аналіз впливу параметрів схеми електричного вала на його статичні та динамічні властивості.

The results of theoretical researches are given, the results of modeling are received, analysis of the influence of the electric shaft circuit parameters on its static and dynamic properties is performed.

УДК 621.313

А. В. Волков, Н. Л. Антонов

Усовершенствованное оптимальное по быстродействию векторное регулирование статорного тока асинхронного двигателя, питаемого от автономного инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией

Предложено усовершенствованное оптимальное по быстродействию векторное регулирование статорного тока для асинхронного двигателя, питаемого от автономного инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией. Методом имитационного моделирования проведено исследование достигаемого быстродействия отработки статорного тока и частоты переключения силовых ключей инвертора в установившихся режимах.

Принимая во внимание, что быстродействие регулирования главных параметров режима (электромагнитного момента, потокосцепления, скорости, положения) частотно-регулируемых асинхронных электроприводов (ЧРАЭП) определяется быстродействием контуров регулирования намагничивающей и активной проекций статорного тока асинхронного двигателя (АД) [1], достижение предельного (оптимального) по быстродействию векторного регулирования статорного тока в ЧРАЭП является актуальной и востребованной практикой задачей.

В настоящее время повышение быстродействия регулирования статорного тока АД в ЧРАЭП достигается тремя известными путями (способами): во-первых, за счет повышения частоты модуляции силовых ключей автономного инвертора напряжения (АИН) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) – для систем автоматического управления (САУ) с явно выраженными модуляторами [2]; во-вторых, – за счет использования прямого управления моментом (DTC-управления) [3, 4]; либо, в-третьих, – за счет применения прогнозирующего релейно-векторного регулирования статорного тока АД, обеспечивающего оптимальное по быстродействию регулирование активной составляющей статорного тока АД [5]. При этом первые два спо-© А. В. Волков, Н. Л. Антонов 2009 р. соба уступают последнему по быстродействию, а второй способ отличается от остальных увеличенными пульсациями статорного тока двигателя в установившихся и динамических режимах (вызывая дополнительные электрические потери в двигателе) [1, 5, 6]. Вместе с тем, всем перечисленным известным способам быстродействующего векторного регулирования статорного тока присущ общий недостаток – относительно повышенная частота переключения силовых ключей инвертора в установившихся режимах работы (которая приводит, в свою очередь, к увеличению динамических потерь мощности в инверторе и двигателе).

Целью статьи является разработка и исследование усовершенствованного способа векторного регулирования статорного тока АД при питании от АИН-ШИМ, характеризующегося предельным быстродействием – в динамических режимах работы и минимальной частотой переключения силовых ключей инвертора – в установившихся режимах работы электропривода.

Разработанный способ рассмотрим применительно к ЧРАЭП с упрощенным двухзвенным непосредственным преобразователем частоты (УДНПЧ) [7], показанному функциональной схемой на рис. 1 и содержащему: трехфазные активный выпрямитель АВ (на силовых ключах V1–V6) и автономный инвертор АИН (на силовых ключах V7–V12); системы управления активным выпрямителем СУАВ и инвертором СУИ; сетевой фильтр СФ; блок датчиков сетевого напряжения БДСН и вычислитель напряжения ВН; блоки датчиков статорных напряжений БДН и тока БДТ асинхронного двигателя АД; блок иден-тификации параметров БИП и систему векторного регулирования статорного тока СВРТ.

При этом последняя содержит: вычислитель отклонений (ВО) проекций статорного тока; вычислитель выходного напряжения (ВВН) преобразователя частоты; вычислитель результирующего напряжения (ВРН); прямые координатные преобразователи КП1 и КП2; блок задания комбинаций (БЗК) силовых ключей; блоки оптимального управления БОУ1 и БОУ2; блок релейных элементов БРЭ; мультиплексор МП; блок регистров БР; блок сравнения отклонений проекций статорного тока БСОПТ. Причем, блок релейных элементов БРЭ состоит из релейных элементов гистерезисного типа РЭ1 и РЭ2; блок регистров БР состоит из регистров Р1 и Р2; а блок БСОПТ содержит: вычислители модулей BM1 и BM2, компараторы К1 и К2, релейные элементы гистерезисного топа РЭЗ и РЭ4, логические элементы «ИЛИ1» и «ИЛИ2», формирователь импульсов ФИ.

Рассмотрим функционирование предложенного регулирования статорного тока. Посредством вычислителя отклонений ВО рассчитываются из соотношений:

$$\Delta I_{sx} = I_{sx}^* - I_{sx},$$

$$\Delta I_{sy} = I_{sy}^* - I_{sy}$$
(1)

отклонения ΔI_{sx} , ΔI_{sy} между заданными I_{sx}^* , I_{sy}^* и фактическими I_{sx} , I_{sy} проекциями статорного тока двигателя (на оси вращающейся ортогональной системы «x-y», ориентированной вещественной осью «x» по обобщенному вектору потокосцепления ротора $\overline{\Psi}_r$ двигателя), а с помощью вычислителей БДСН и ВН – вычисляется выходное напряжение U_d на выходе активного выпрямителя АВ. Исходя из данного напряжения U_d , вычислитель ВВН определяет для всех возможных комбинаций m = 1, 2, ...7 силовых ключей инвертора согласно табл. 1 (где «+» — обозначает открытое, а «-» – закрытое состояние ключей) значения проекций $U_{m\alpha}$, $U_{m\beta}$ обобщенных векторов \overline{U}_m АИН

на оси неподвижной ортогональной системы «а-в».

С помощью вычислителя ВРН рассчитываются для всех возможных комбинаций силовых ключей АИН значения проекций $\Delta U_{m\alpha}$, $\Delta U_{m\beta}$ результирующего вектора напряжения $\Delta \overline{U}_m$ из соотношений:

$$\Delta U_{m\alpha} = U_{m\alpha} - kE_{r\alpha}, \\ \Delta U_{m\beta} = U_{m\beta} - kE_{r\beta}$$
(2)

Номер ком-	Мо- дуль	Аргу- мент	Coo	Состояния силовых ключей АИН				чей
бина- ции	U_m	Θ_m	V7	V8	V9	V10	V11	V12
1	$\frac{2U_d}{3}$	0	+		I	+		+
2	$\frac{2U_d}{3}$	π/3	+	I	+	_	Ι	+
3	$\frac{2U_d}{3}$	2π/3	-	+	+	_		+
4	$\frac{2U_d}{3}$	π		+	+	_	+	_
5	$\frac{2U_d}{3}$	4π/3	Ι	+		+	+	_
6	$\frac{2U_d}{3}$	5π/3	+		_	+	+	_
7	0 0	2π 2π	- +	+ _	- +	+	- +	+

Таблица 1. Состояние силовых ключей и соответствующие значения обобщенных векторов выходного напряжения АИН

где $kE_{r\alpha}$, $kE_{r\beta}$ – приведенные (к статору) проекции обобщенного вектора ЭДС ротора двигателя. Посредством второго координатного преобразователя КП2 вычисляются значения проекций ΔU_{mx} , ΔU_{my} (на оси ортогональной координатной системы «*x*-*y*», связанной осью «*x*» с обобщенным вектором потокосцепления ротора $\overline{\Psi}_r$) всех возможных к созданию прогнозируемых результирующих векторов напряжения $\Delta \overline{U}_m$.

Рассмотрим функционирование СВРТ на рис. 1 в динамических режимах. В данных режимах формируемые на выходах вычислителей модуля BM1 и BM2 абсолютные значения $\left|\Delta I_{sx}
ight|$ и $\left|\Delta I_{sy}
ight|$ отклонений проекций статорного тока характеризуются тем, что хотя бы одно из них превышает величину: $(h_r + \Delta h_r)$ или $(h_v + \Delta h_v)$. При этом на диаграмме на рис. 2 задается внутри прямоугольника ABCD область установившихся режимов (наступивших после отработки статорного тока), а за пределами прямоугольника А, В, С, D, - область динамических режимов. В рассматриваемых динамических режимах хотя бы у одного из релейных элементов РЭЗ и РЭ4 формируется выходной сигнал, равный лог. «1». При этом с выхода логического элемента ИЛИ2 на управляющий вход мультиплексора МП поступает сигнал Q1, равный лог. «1», который вызывает состояние мультиплексора, показанное на рис. 1. При данном состоянии с выхода блока оптимального управления БОУ1 через мультиплексор МП и блок задания комбинаций БЗК на вход сис-



Рис. 1. Функциональная схема ЧРАЭП на основе УДНПЧ с предложенным усовершенствованным оптимальным по быстродействию векторным регулированием статорного тока

темы управления инвертором поступает сигнал: $m^{**} = m_1$ (который обеспечивает оптимальное по быстродействию регулирование активной проекции I_{sy} статорного тока двигателя в динамических режимах, характеризующееся диаграммой отработки статорного тока, показанной на рис. 3).



Рис. 2. Диаграмма, иллюстрирующая для усовершенствованного оптимального по быстродействию регулирования допустимые области отклонений проекций ΔI_{sx} , ΔI_{sy} статорного тока двигателя: внутри ABCD – в установившихся режимах, за пределами A₁B₁C₁D₁ – в динамических режимах



Рис. 3. Векторная диаграмма, иллюстрирующая оптимальную по быстродействию отработку статорного тока двигателя в ЧРАЭП с УДНПЧ (*a* – полная диаграмма; *б* – фрагмент диаграммы, соответствующий комбинации

 $m^{**} = 7$ силовых ключей инвертора).

Через поступающие на входы релейных элементов РЭ1 и РЭ2 отклонения ΔI_{sx} , ΔI_{sy} проекций статорного тока на выходах этих элементов формируются гистерезисного типа (показанные внутри этих элементов в схеме на рис. 1) релейные функции f_x и f_y , принимающие два значения: +1 или -1. В блоке оптимального управления БОУ1: во-первых, рассчитывается прогнозирующий функционал $F_1(m)$ в виде:

$$F_{1}(m) = K_{1}f_{y}\Delta U_{y}(m),$$

$$K_{1} = 1 + sign[f_{x}\Delta U_{x}(m)]$$
(3)

Во-вторых, из рассчитанных значений $F_1(m)$ прогнозирующего функционала для всех возможных комбинаций (из табл. 1) силовых ключей АИН находится экстремальное (наибольшее) значение этого функционала:

$$F_1^o = F_1(m_1) = \max$$
 (4)

И, в-третьих, определяется соответствующая этому значению комбинация m_1 силовых ключей инвертора. С учетом эквивалентности функционала $F_1(m)$ из (3) оптимальному по быстродействию регулированию из [5], указанная комбинация m_1 способна реализовать предельно возможное по быстродействию регулирование активной проекции I_{sy} статорного тока двигателя (при котором в заданных токовых коридорах:

$$I_{sx}^{*} - h_{x} \le I_{sx} \le I_{sx}^{*} + h_{x}, -$$
(5)

поддерживается значение намагничивающей проекции *I*_{сс} статорного тока двигателя).

По окончании отработки активной проекции I_{sv} статорного тока значения отклонений ΔI_{sx} , ΔI_{sy} проекций статорного тока достигают границ (например, в точке М) допустимой области ABCD на рис. 2. В данный момент времени на выходе одного из компараторов К1 или К2 происходит изменение выходного сигнала из лог. «1» в лог. «0» (в частности, у того из этих компараторов, у которого произошло сравнение абсолютного значения $\left|\Delta I_{ss}\right|$ или $\left|\Delta I_{sy}\right|$ отклонения $\Delta I_{sx}, \Delta I_{sy}$ с границей h_x или h_y допустимой области). Это приводит к изменению выходного сигнала логического элемента ИЛИ1 из лог. «1» в лог. «0», что вызывает, в свою очередь, формирование узкого (длительностью несколько микросекунд) импульса Q_2 , равного лог. «1», на выходе формирователя импульсов ФИ. При воздействии указанного сигнала Q_2 на управляющие входы регистров Р1 и Р2 на выходе этих регистров устанавливаются сигналы, равные их входным сигналам в данный момент времени (напомним,

что этот момент времени соответствует точке М на границе допустимой области АВСО на рис. 2). По окончании данного сигнала Q_2 (после изменения его значения на лог. «0») запрещается изменение выходных сигналов регистров Р1 и Р2. Вследствие чего на выходах указанных регистров сохраняются значения соответственно: ΔI_{sx0} , ΔI_{sy0} и ΔU_{mx0} , ΔU_{my0} , – присутствующие на выходе вычислителя отклонений ВО и второго координатного преобразователя КП2 в момент времени, соответствующий нахождению отклонений ΔI_{sx} , ΔI_{sy} проекции статорного тока в точке М на границе допустимой области отклонений на рис. 2. Через данные значения ΔI_{sx0} , ΔI_{sy0} и ΔU_{mx0} , ΔU_{mv0} в блоке оптимального управления БОУ2 рассчитываются: во-первых, для всех возможных комбинаций (*m* = 1, 2, ...7) открытых и закрытых силовых ключей АИН значения второго прогнозирующего функционала $F_2(m)$:

$$F_{2}(m) = \min\{F_{2x}(m), F_{2y}(m)\},\$$

$$F_{2x}(m) = \frac{\Delta I_{sx0} + h_{x}\{sign[\Delta U_{mx0}(m)]\}}{\Delta U_{mx0}(m)},\$$

$$F_{2y}(m) = \frac{\Delta I_{sy0} + h_{y}\{sign[\Delta U_{my0}(m)]\}}{\Delta U_{my0}(m)}$$
(6)

Во-вторых, находится экстремальное (наибольшее) значение этого функционала

$$F_2^o = \max\{F_2(m)\} = F_2(m_2)$$
 (7)

и, в-третьих, определяется соответствующая этому значению комбинация m_{γ} силовых ключей инвертора.

Поясним физический смысл функционала $F_2(m)$ на примере траектории MN изменения отклонений $\Delta I_{sx}, \Delta I_{sy}$ проекций статорного тока в установившемся режиме внутри допустимой области ABCD на рис. 2. Как известно из [8], в ЧРАЭП с УДНПЧ для произвольной *m*-ой комбинации открытых и закрытых силовых ключей инвертора траектория MN представляет собой отрезок прямой, а производные по времени от проекций I_{sx}, I_{sy} статорного тока приближенно равны:

$$\frac{dI_{sx}}{dt} \approx \frac{\Delta U_{mx0}}{L_{\sigma}}, \\
\frac{dI_{sy}}{dt} \approx \frac{\Delta U_{my0}}{L_{\sigma}} ,$$
(8)

где L_{σ} — суммарная индуктивность рассеяния АД.

Исходя из этого, текущие значения ΔI_{sx} , ΔI_{sy} отклонений проекций статорного тока можно прогнозировать через их начальные значения ΔI_{sx0} , ΔI_{sy0} (соответствующие точке M на границе допустимой области ABCD на рис. 2) для *m*-ой комбинации силовых ключей инвертора в виде:

$$\Delta I_{sx} = \Delta I_{sx0} - \frac{\Delta U_{mx0}}{L_{\sigma}} t,$$

$$\Delta I_{sy} = \Delta I_{sy0} - \frac{\Delta U_{my0}}{L_{\sigma}} t,$$
(9)

где *t* – здесь текущее время, отсчитываемое от момента времени нахождения указанных отклонений ΔI_{sx} , ΔI_{sy} в точке M (на границе допустимой области ABCD на рис. 2).

Принимая во внимание полученные зависимости (9), прогнозируемые времена t_{mx} , t_{my} достижения отклонениями ΔI_{sx} , ΔI_{sy} проекций статорного тока других (противоположных или соседних) границ допустимой области ABCD на рис. 2 (соответственно заданных значениями: $\pm h_x$ – по оси «х» или значениями: $\pm h_y$ – по оси «у») определяются из решения следующей системы уравнений:

$$\pm h_{x} = \Delta I_{sx0} - \frac{\Delta U_{mx0}}{L_{\sigma}} t_{mx},$$

$$\pm h_{y} = \Delta I_{sy0} - \frac{\Delta U_{my0}}{L_{\sigma}} t_{my}$$
(10)

С учетом того, что согласно (9) при положительных значениях проекций ΔU_{mx0} , ΔU_{my0} результирующего вектора напряжения $\Delta \overline{U}_{m0}$ происходит уменьшение значений отклонений ΔI_{sx} , ΔI_{sy} проекций тока (приводящее к последующему достижению ими отрицательных значений границ: $-h_x$ и $-h_y$ допустимой области ABCD на рис. 2), а при отрицательных значениях ΔU_{mx0} , ΔU_{my0} – происходит, наоборот, увеличение значений упомянутых отклонений ΔI_{sx} , ΔI_{sy} (приводящее к последующему достижению этими отклонениями положительных границ: $+h_x$ и $+h_y$ допустимой области), преобразуем зависимости из (10) к следующему виду:

$$-h_{x}\operatorname{sign}(\Delta U_{mx0}) = \Delta I_{sx0} - \frac{\Delta U_{mx0}}{L_{\sigma}} t_{mx},$$

$$-h_{y}\operatorname{sign}(\Delta U_{my0}) = \Delta I_{sy0} - \frac{\Delta U_{my0}}{L_{\sigma}} t_{my} \right].$$
(11)

Из решения последних зависимостей находятся упомянутые прогнозируемые времена t_{mx} , t_{my} достижения проекциями ΔI_{sx} , ΔI_{sy} проекций статорного тока других (противоположных или соседних) границ (характеризующихся значениями: $\pm h_x$ и $\pm h_y$, – соответственно по оси «х» или «у») допустимой области АВСD на рис. 2 при произвольной *m*-ой комбинации силовых ключей инвертора:

$$t_{mx} = \frac{L_{\sigma}}{\Delta U_{mx0}} \left\{ \Delta I_{sx0} + h_x [sign(\Delta U_{mx0})] \right\},$$

$$t_{my} = \frac{L_{\sigma}}{\Delta U_{my0}} \left\{ \Delta I_{sy0} + h_y [sign(\Delta U_{my0})] \right\}.$$
 (12)

В свою очередь, из зависимостей (12) определяется для произвольной *m*-ой комбинации силовых ключей АИН время t_m нахождения отклонений ΔI_{sx} , ΔI_{sy} в пределах допустимой области ABCD на рис. 2 – в виде минимального значения из рассчитанных времен t_{mx} и t_{my} :

$$t_m = \min\{t_{mx}, t_{my}\}.$$
 (13)

Принимая во внимание прямо пропорциональную зависимость переменных $F_{2x}(m)$, $F_{2y}(m)$ и $F_2(m)$ из (6) соответственно от рассмотренных значений времен t_{mx} , t_{my} и t_m из (12) и (13), получим, что в физическом смысле прогнозирующий функционал $F_2(m)$ прямо пропорционален времени t_m присутствия отклонений ΔI_{sx} , ΔI_{sy} проекций статорного тока внутри допустимой области АВСD на рис. 2 для установившихся режимов работы. С учетом этого определенное посредством БОУ2 из соотношения (7) экстремальное значение F_2^o прогнозирующего функционала $F_2(m)$ соответствует наибольшему (для всех возможных комбинаций силовых ключей инвертора) времени: $t_m = t_m^o = \max$, – присутствия отклонений ΔI_{sx} , ΔI_{sy} проекций статорного тока внутри допустимой области АВСD на рис. 2.

При этом во время нахождения отклонений ΔI_{sx} , ΔI_{sy} внутри или на границе допустимой области ABCD на рис. 2, характеризующейся соотношениями:

$$-h_x \leq \Delta I_{sx} \leq +h_x \operatorname{in} -h_y \leq \Delta I_{sy} \leq +h_y$$
,- (14)

у обоих релейных элементов РЭЗ и РЭ4 выходные сигналы равны лог. «0». Вследствие этого на выходе логического элемента ИЛИ2 присутствует сигнал Q_1 , также равный лог. «0» и поступающий на управляющий вход мультиплексора МП (обеспечивающий состояние последнего, противоположное показанному на рис. 1). При данном состоянии мультиплексора МП

с выхода блока оптимального управления БОУ2 через мультиплексор МП и блок задания комбинаций БЗК на вход системы управления инвертором поступает такое заданное значение комбинации: $m^{**} = m_2$ силовых ключей инвертора, которое обеспечивает в установившемся режиме наибольшее возможное время t_m^o присутствия отклонений ΔI_{sx} , ΔI_{sy} проекций тока внутри допустимой области отклонений ABCD на рис. 2 (при заданных значениях границ h_x и h_y этой области). А, следовательно, – минимально возможную частоту переключения силовых ключей АИН в установившемся режиме (что, очевидно, в свою очередь, уменьшает динамические электрические потери в ЧРАЭП с УДНПЧ в данном режиме).

Рассмотрим работу СВРТ на рис. 1 в установившемся режиме, когда отклонения ΔI_{sx} , ΔI_{sy} проекций статорного тока находились внутри допустимой области ABCD (рис. 2) и достигли границы (в точке N) этой области. При этом на границе указанной области хотя бы у одного из компараторов К1 или К2 выходной сигнал изменяется из лог. «0» в лог. «1». Вследствие этого, аналогично, изменяется из лог. «0» в лог. «1» выходной сигнал логического элемента ИЛИ1, поступающий на вход формирователя импульсов ФИ. Последний при изменении фронта (из лог. «0» в лог. «1») входного сигнала формирует на своем выходе узкий (длительностью несколько микросекунд) сигнал Q_2 , равный лог. «1». При воздействии этого сигнала на управляющие входы регистров Р1 и Р2 (содержащихся в составе блока регистров БР) на выходе этих регистров устанавливаются: новые значения $\Delta I'_{sv0}$, $\Delta I'_{sv0}$ отклонений ΔI_{sx} , ΔI_{sy} проекций статорного тока и новые значения $\Delta U'_{mx0}$, $\Delta U'_{my0}$ проекций ΔU_{mx} , ΔU_{mv} прогнозируемых результирующих векторов напряжения, – которые соответствуют точке N на границе допустимой области на рис. 2. Через данные сигналы, поступающие на входы блока оптимального управления БОУ2, последний рассчитывает для всех возможных комбинаций (т = 1, 2, ...7 из табл. 1) силовых ключей инвертора значения прогнозирующего функционала $F_2(m)$ и находит экстремальное значение F_2^o этого функционала, а также – определяет соответствующую ему комбинацию m'_2 силовых ключей инвертора. Данная комбинация *m*'₂ задается с выхода блока БОУ2 через мультиплексор МП и блок задания комбинаций БЗК в систему управления инвертором. Указанная комбинация m'_2 обеспечивает возвращение (по траектории NS на рис. 2) отклонений $\Delta I_{_{
m sx}},\,\Delta I_{_{
m sv}}$ проекций статорного тока внутрь допустимой для них области (ABCD на рис. 2) и задает минимально возможную (при заданной границах h_{r} и h_{v} допустимой области) частоту переключения силовых ключей инвертора в установившемся режиме. Далее работа СВРТ на рис. 1 для установившегося режима повторяется.

Рассмотрим функционирование СВРТ на рис. 1, когда при выходе отклонений ΔI_{sx} , ΔI_{sy} проекций статорного тока из допустимой области (АВСD на рис. 2) хотя бы одно из их абсолютных значений $|\Delta I_{\rm sr}|, |\Delta I_{\rm sr}|$ превышает уставку, равную: $(h_x + \Delta h_x)$ или $(h_v + \Delta h_v)$. Очевидно, это соответствует на рис. 2 выходу отклонений $\Delta I_{\rm sy}$, $\Delta I_{\rm sy}$ за пределы прямоугольника А, В, С, D,, что означает наступление динамического режима отработки отклонений ΔI_{sx} , ΔI_{sy} статорного тока. В этом случае хотя бы у одного из релейных элементов РЭЗ или РЭ4 в схеме на рис. 1 устанавливается выходной сигнал, равный лог. «1». Вследствие этого изменяется на лог. «1» выходной сигнал логического элемента ИЛИ2, что приводит к изменению состояния (на соответствующее показанному на рис. 1) мультиплексора МП. При этом с выхода блока оптимального управления БОУ1 задается (через мультиплексор МП и блок БЗК) комбинация m_1 открытых и закрытых силовых ключей инвертора такой, которая обеспечивает оптимальное по быстродействию регулирование активной проекции статорного тока двигателя в динамических режимах работы. Далее работа СВРТ, показанной в схеме на рис. 1, повторяется.

При этом дополнительно (ко всему выше рассмотренному) регулярно (с повторением через каждые 3,3 мс) с выхода системы управления активным выпрямителем СУАВ на управляющий вход БЗК наступает сигнал $Q_{\rm B}$, который кратковременно (длительностью 50–100 мкс) принудительно задает на выходе СВРТ комбинацию $m^{**} = 7$ силовых ключей инвертора (предназначенную для осуществления бестокового переключения силовых ключей активного выпрямителя АВ, входящего в состав УДНПЧ) [6]. Данной комбинации соответствует отрезок S_6 - S_7 годографа отработки статорного тока на векторной диаграмме на рис. 3.

Из анализа рассмотренного функционирования СВРТ на рис. 1 сформулируем кратко сущность предложенного усовершенствованного оптимального по быстродействию векторного регулирования статорного тока при питании от АИН. Данное управление заключается: во-первых, в вычислении (для всех возможных комбинаций силовых ключей инвертора) значений прогнозирующего функционала $F_1(m)$, прямо пропорционального времени отработки активной составляющей статорного тока в динамических режимах, а также в нахождении экстремального (наибольшего) значения F_1^o этого функционала и в определении соответствующей этому значению комбинации *m*₁ силовых ключей инвертора. Во-вторых, – в сравнений текущих отклонений ΔI_{sx} , ΔI_{sy} проекций статорного тока с допустимой для этих отклонений областью в установившихся режимах работы. В-третьих, - в задании для динамических режимов работы (когда указанные отклонения ΔI_{sx} , ΔI_{sy} находятся за пределами допустимой области отклонений) упомянутой комбинации m_1 силовых ключей инвертора, обеспечивающей предельно возможное по быстродействию регулирование активной проекции статорного тока. В-

четвертых, – при вхождении отклонений ΔI_{sx} , ΔI_{sy} внутрь допустимой области (что соответствует установившимся режимам работы) рассчитывают для всех возможных комбинаций силовых ключей инвертора значения второго прогнозирующего функционала

 $F_2(m)$, прямо пропорционального времени присутствия отклонений ΔI_{sx} , ΔI_{sy} внутри допустимой для них области при установившихся режимах, находят экстремальное (наибольшее) значение F_2^{o} этого функционала и определяют соответствующую этому значению комбинацию m_2 открытых и закрытых силовых ключей инвертора. В-пятых, – в задании при установившихся режимах работы (когда отклонения ΔI_{sx} , ΔI_{sy} находятся внутри допустимой для них области отклонений) упомянутой комбинации m_2 силовых клюней минертора.

отклонений) упомянутой комбинации m_2 силовых ключей инвертора, обеспечивающей минимально возможную частоту переключения силовых ключей инвертора в установившихся режимах.

Проведено моделирование (при значениях границ: $h_x = h_y = \Delta h_x = \Delta h_y = h = 0,5A$, – допустимых областей АВСD и А,В,С,D, на рис. 2) предложенного усовершенствованного оптимального по быстродействию регулирования статорного тока для двигателя 4А132S6УЗ (мощностью 5,5 кВт): при различных скоростях и ступенчатом изменении сигнала задания

 $\Delta I_{sy}(0)$ активной проекции статорного тока. Показанные на рис. 4 графики (для скорости, равной половине от номинальной) иллюстрируют изменение фазных значений I_{sa} , I_{sb} , I_{sc} и модуля I_s обобщенного вектора статорного тока, электромагнитного момента М и фазного статорного напряжения U_{sa} этого двигателя при отработке положительной и отрицательной полярности однократного и двукратного значений активной проекции вектора статорного тока.

Результаты сравнения времени отработки активной проекции статорного тока для ЧРАЭП с УДНПЧ при оптимальном по быстродействию из [5] и при предложенном усовершенствованном оптимальном по быстродействию регулировании статорного тока представлены в табл. 2. При этом под указанным временем отработки будем понимать длительность времени, затрачиваемого от начала отработки тока до момента времени достижения отклонениями $\Delta I_{\rm sy}, \Delta I_{\rm sy}$ проекций статорного тока границ допустимой для них области ABCD на рис. 2 (соответствующей установившемуся режиму после отработки тока). Результаты сравнения частоты переключения силовых ключей инвертора для ЧРАЭП с УДНПЧ в установившихся режимах работы, соответствующие упомянутым известному из [5] и предложенному усовершенствованному оптимальному по быстродействию регулированию статорного тока, приведены в табл. 3.

Согласно данных из табл. 2 установлено, что в ди-



Рис. 4. Временные диаграммы, иллюстрирующие отработку активной проекции вектора статорного тока для электродвигателя 4А132S6УЗ при скорости, равной половине от номинальной: для положительной (*a*, *б*) или отрицательной (*b*, *c*) заданной активной проекции статорного тока; для однократного (*a*, *b*) или двукратного (*b*, *c*) значения указанной проекции тока.

Таблица 2. Времена отработки активной проекции статорного тока при известном и усовершенствованном оптимальном по быстродействию регулировании статорного тока

Активная составляющая статорного тока			Время отработки, мс			
		But outing the video vi	Относительная скорость			
		Вид оптимального управления	двигателя, о. е.			
Значение	Полярность		0	0,5	0,9	
Однократное (от номинального)	+	известное	0.516	0,950	1 488	
		усовершенствованное	0,010		1,100	
	_	известное	0.510	0.478	0.282	
		усовершенствованное	0,010	0,170	0,202	
	+	известное	1 022	1 772	5 556	
Двукратное (от номинального)		усовершенствованное	1,022	1,772	5,550	
	_	известное	1 004	0.868	0.646	
	_	усовершенствованное	1,004	0,000	0,040	

Таблица 3. Частота переключения силовых ключей в установившихся режимах при известном и усовершенствованном оптимальном по быстродействию регулировании статорного тока

Кратность момента		Ширина $h_x = h_y$	Частота переключения силовых ключей, кГц			
нагрузки (по отношению к	Вид оптимального управления	токовых «коридоров», А	Относительная скорость двигателя, о. е.			
номинальному)			0	0,5	0,9	
+2	известное	0,5	11,44	7,94	4	
	усовершенствованное	0,5	2,05	3,89	2,9	
+1	известное	0,5	11,85	8,93	5,13	
	усовершенствованное	0,5	0,97	3,5	3,41	
0	известное	0,5	11,54	9,51	5,9	
	усовершенствованное	0,5	1,28	3,09	3,35	
-1	известное	0,5	11,58	10,33	7,07	
	усовершенствованное	0,5	0,96	2,84	3,54	
-2	известное	0,5	11,39	10,75	7,9	
-2	усовершенствованное	0,5	2,12	3,03	3,7	

намических режимах времена отработки статорного тока при известном [5] и предложенном усовершенствованном оптимальном по быстродействию регулировании практически между собой равнозначны. Вместе с тем, как следует из табл. 3, при усовершенствованном оптимальном по быстродействию управлении достигнуто (по сравнению с известным оптимальным управлением) в установившихся режимах работы снижение частоты переключения силовых ключей инвертора: в (5,4–9) раза – при нулевой скорости, в (2–3,1) раза – при половине от номинальной скорости или в (1,4–2,2) раза – при скорости, равной 0,9 от номинальной.

Выводы

1. Установлено, что в динамических режимах значение $t_{\Sigma o}$ времени отработки статорного тока в ЧРА-ЭП с УДНПЧ, соответствующее усовершенствованному оптимальному по быстродействию регулированию не является строго неизменной величиной, а зависит: прямо пропорционально – от значения модуля $\left|\Delta I_{sy}(0)\right|$ отрабатываемого приращения активной проекции вектора статорного тока и значения суммарной индуктивности рассеяния L_{σ} двигателя и обратно пропорционально – от двух (показанных на рис. 3) наибольших возможных текущих значений проекций результирующих обобщенных векторов напряжения $\overline{U}_{\varepsilon_{X}}$ и ΔU_{nx} (при условии пренебрежения длительно-

 $U_{\xi x}$ и $\Delta U_{\eta x}$ (при условии пренебрежения длительностью времени, затрачиваемого на бестоковое переключение силовых ключей АИН в УДНПЧ).

2. Поскольку указанные проекции $\Delta U_{\xi x}$ и $\Delta U_{\eta x}$, в свою очередь, зависят от взаимного геометрического расположения обобщенных векторов выходного напряжения $\overline{U}_{\xi x}$ и $\overline{U}_{\eta x}$ УДНПЧ и оси «у» (вращающейся ортогональной координатной системы «x-y», связан-

ной осью «х» с вектором потокосцепления ротора $\overline{\Psi}_r$ двигателя), а также от текущего значения модуля E_r вектора ЭДС ротора \overline{E}_r (зависящего прямо пропорционально от угловой частоты поля двигателя), то минимальное время отработки $t_{\Sigma o}$ статорного тока варьируется в зависимости от параметров режима работы АД: текущего взаимного расположения обобщенного вектора потокосцепления ротора $\overline{\Psi}_r$ АД относительно указанных обобщенных векторов выходного напряжения $\overline{U}_{\xi x}$ и $\overline{U}_{\eta x}$ инвертора и от текущего значения угловой частоты поля (или примерно от скорости) двигателя.

4. Формирование бестоковой паузы во входном токе инвертора при переключении силовых ключей активного выпрямителя в ЧРАЭП с УДНПЧ служит для предотвращения возникновения бросков тока и перенапряжений на силовых ключах АВ при их переключении, для уменьшения динамических потерь мощности в них и повышения их эксплуатационной надежности. Причем, осуществляемое для этого принудительное кратковременное (в течение 50-100 мкс при повторении через каждые 3,3 мс) одновременное замыкание в одном полюсе трех силовых ключей АИН оказывает очень незначительное влияние на общее время отработки. В частности, как показали проведенные исследования, при этом общее время отработки однократного или двукратного от номинального значения активной составляющей статорного тока от влияния указанной бестоковой паузы изменяется менее, чем на (5-15)%.

Перечень ссылок

1. Пивняк Г. Г. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией / Г. Г. Пивняк, А. В. Волков. – Дніпропетровськ : НГУ, 2006. – 470 с.

- Шрейнер Р. Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р. Т. Шрейнер. – Екатеринбург: Изд-во УРО РАН, 2000. – 654 с.
- Дацковский Л. Х. Современное состояние и тенденции в асинхронном частотно-регулируемом электроприводе (краткий аналитический обзор) / Л. Х. Дацковский, В. И. Роговой, В. Н. Абрамов [и др.] // Электротехника. – 1996. – № 10. – С. 18–28.
- Перельмутер В. М. Прямое управление моментом и током двигателей переменного тока / В. М. Перельмутер. Харьков : Основа, 2004. 210 с.
- Волков А. В. Оптимальное по быстродействию векторное регулирование статорного тока в частотноуправляемых асинхронных электроприводах с широтно-импульсной модуляцией / А. В. Волков // Электротехника. – 2003. – № 12. – С. 34–42.
- Волков А. В. Регулирование положения в асинхронных электроприводах с релейным частотнотоковым управлением / А. В. Волков, Н. Л. Антонов // Электротехника. – 2006. – № 11. – С. 23–35.
- Волков А. В. Высокодинамичный асинхронный электропривод с двухзвенным непосредственным преобразователем частоты / А. В. Волков, Н. Л. Антонов // Техн. електродинаміка / Тем. випуск. Проблеми сучасної електротехніки. – 2006. – Ч. 4. – С. 65–70.
- Волков А. В. Анализ электромагнитных процессов в асинхронной машине, питаемой от двухзвенного непосредственного преобразователя частоты / А. В. Волков, Н. Л. Антонов // Електротехніка та електроенергетика. – 2005. – № 2. – С. 54–59.

Поступила в редакцию 30.12.08 г.

Запропоновано вдосконалене оптимальне за швидкодією векторне регулювання статорного струму для асинхронного двигуна, що живиться від автономного інвертора напруги з широтноімпульсною модуляцією. Методом імітаційного моделювання проведено дослідження досяжної швидкодії відпрацювання статорного струму та частоти переключення силових ключів інвертора в сталих режимах роботи.

The advanced optimum on speed vector regulation of stator current for the asynchronous motor powered by voltage source inverter with pulse-width modulation is executed. The research of attainable performance of stator current speed and frequency of switching power keys of inverter in the steady state is carried out by the method of imitating modeling. УДК 621.316.543

А. В. Близняков, В. М. Кораблев

Анализ установившегося теплового режима токоведущего контура избирателя устройства регулирования напряжения трансформатора

Выполнен анализ установившегося теплового режима токоведущего контура избирателя устройства регулирования напряжения трансформатора, на основе которого разработана программа для персонального компьютера, позволяющая рассчитать установившиеся температуры в узловых точках.

Одним из серьезных требований, предъявляемых к токоведущим системам силовых элементов распределительных устройств электрических станций и подстанций (токопроводов, ошиновки, силовых и измерительных трансформаторов, коммутационных аппаратов и т. д.), является надежная работа при длительном протекании номинального тока. Известно, что проверка данного требования осуществляется проведением соответствующих периодических и типовых испытаний. Испытания на нагрев токоведущих систем в номинальном режиме проводятся также и на этапах научно-исследовательской и опытно-конструкторской разработки. При этом следует отметить, что на данных этапах эти испытания проводятся обычно многократно при внесении изменений в конструкцию токоведущей системы, что влечет за собой ощутимые затраты времени и энергоресурсов. Поэтому весьма полезным может быть разумное сочетание испытаний с проведением поверочных расчетов по уточненным методикам, которые в максимальной степени учитывали бы особенности конструкции разрабатываемой токоведущей системы и условий охлаждения на ее различных участках.

Существуют классические методы анализа теплового режима токоведущих систем. Одним из них является анализ установившихся и неустановившихся тепловых режимов однородных (с идентичными по всей длине условиями теплообмена) токопроводов [1]. Другим методом является использование результатов решения классической задачи нагрева одинаковых полубесконечных стержней, контактирующих по торцевым поверхностям [2]. В данном случае рассматривается идеализированная симметричная (относительно контакта) токоведущая система. Применение данного подхода может быть использовано лишь для токоведущих систем с относительно простой структурой. Существуют также некоторые варианты расчета неоднородных в тепловом отношении токоведущих систем [3]. В них рассматриваются ряд конкретных задач анализа теплового режима токоведущих систем, не содержащих контактов. Последний подход не дает возможности выполнить даже приближенный качественный анализ теплового режима сложной токоведущей системы. Известны также методы анализа относительно сложных в тепловом отношении структур – радиоэлектронных устройств [4]. Однако, © А. В. Близняков, В. М. Кораблев 2009 р.

такие подходы совершенно неприемлемы для токоведущих систем. В новых изданиях научно-технической литературы (например, в [5]), рассматриваются задачи анализа установившихся и неустановившихся тепловых режимов элементов электрических аппаратов. Однако, при этом следует отметить, что новые в принципиальном плане подходы к решению задачи анализа теплового режима сложных неоднородных токоведущих систем в этих новых изданиях не содержатся. Существует также методика анализа тепловых режимов сложных, неоднородных токоведущих систем, содержащих токопроводы с различными условиями охлаждения, контакты, силовые полупроводниковые приборы и т. п. [7]. Однако, в ней предлагается лишь принципиальный подход к решению подобного рода задач.

Целью данного исследования является создание методики анализа установившихся тепловых режимов, которая бы в максимальной степени учитывала конструктивные особенности токоведущих систем и позволяла разработку тепловых моделей сложных неоднородных токоведущих систем.

Классическим примером сложной и неоднородной в тепловом отношении токоведущей системы является токоведущий контур устройств регулирования напряжения силовых трансформаторов под нагрузкой (устройства РПН) серии РНТА [6]. Он содержит, как правило, разнообразные токоведущие элементы, в том числе - контакт-детали, имеющие зачастую сложную геометрическую форму и абсолютно разные (в том числе и значительно ухудшенные) условия охлаждения. Токоведущий контур устройства РПН содержит также коммутирующие контакты и контактные соединения, являющиеся дополнительными источниками тепла. Характерным примером токоведущего контура устройства РПН серии РНТА является ламельный контактный узел избирателя, показанный на рис. 1. Он содержит следующие основные элементы: ламели 1; неподвижный контакт 2, закрепленный на изоляционной стойке 4, к которому подключается токопровод 5, соединяющий избиратель устройства РПН с отпайками обмотки трансформатора; токосъемное кольцо 6, закрепленное на изоляционном цилиндре 7, к которому подключается токопровод 8, соединяющий избиратель с контактором.

Очевидно, что представленный токоведущий кон-



Рис. 1. Токоведущий контур избирателя устройства РПН

тур имеет неоднородную и довольно сложную структуру, в которой различные его участки имеют совершенно разные параметры, а именно: во-первых, различную геометрическую конфигурацию; во-вторых, разный материал, из которого изготовлены их детали; в-третьих, различную плотность тока; в-четвертых, совершенно разные условия теплообмена с окружающей средой. Поэтому для таких контактных систем применять классические подходы для анализа установившегося теплового режима можно лишь в предварительных проектных расчетах. Анализ теплового режима таких токоведущих систем с учетом их конструктивных особенностей представляет собой достаточно сложную задачу, что связано с происходящими сложными и разнообразными процессами теплообмена токоведущих элементов с окружающей средой, а также - между отдельными элементами токоведущего контура (вследствие присутствия уравнительных тепловых потоков).

Наиболее приемлемый подход к решению поставленной задачи базируется на методике, представленной в [7]. В соответствии с ней неоднородный токоведущий контур избирателя (рис. 1) по длине пути протекания тока нагрузки разбивается на ряд участков, имеющих однородную геометрическую конфигурацию и материал, неизменную плотность тока и однородные условия теплообмена с окружающей средой. По результатам такого разбиения составляется тепловая схема замещения, показанная на рис. 2.

Представленная схема замещения состоит из нескольких участков, представляющих собой однородные элементы (токопроводы):

 токопровод, соединяющий избиратель с контактором 7 (рис. 1); в данном случае он представляется как полубесконечный токопровод;

4 - токосъемное кольцо 5 (рис. 1);

7 – ламели 1 (рис. 1);

10 – неподвижный контакт 2 (рис. 1); участки 7, 10 и 13 представляются как токопроводы, имеющие определенную (конечную) длину;

13 – токопровод, соединяющий избиратель с трансформатором 4 (рис. 1), представляется полубесконечным токопроводом.

Схема замещения на рис. 2 содержит также коммутирующие контакты и контактные соединения, представленные областями стягивания контактов, отображенные сферическими моделями:

- 2-3 контактное соединение между участками 1 и 4;
- 5-6 скользящий контакт между участками 4 и 7;

8–9 – коммутирующий контакт между участками 7 и 10;

11–12 – контактное соединение между участками 10 и 13;

τ₁ — τ₈ – превышения температур в узловых точках токоведущего контура (т. е. на границах участков и областей стягивания).

Решение задачи основывается на условиях непрерывности температурного поля, для реализации которых необходимо получить зависимости для тепловых потоков на границах участков и областей стягивания контактов в виде [7]:

$$\Phi_{1}(0) = a_{1}\lambda_{1}q_{1}(\tau_{1} - \tau_{y_{1}}),$$

$$\Phi_{2}(\infty) = s_{2} - s_{23}(\tau_{1} - \tau_{2}),$$

$$\Phi_{3}(\infty) = s_{3} + s_{23}(\tau_{1} - \tau_{2}),$$

$$\Phi_{4}(0) = u_{4}\tau_{2} - v_{4}\tau_{3} + s_{4},$$

$$\Phi_{4}(l_{4}) = u_{4}\tau_{2} + v_{4}\tau_{3} - s_{4},$$

$$\Phi_{5}(\infty) = s_{5} - s_{56}(\tau_{3} - \tau_{4}),$$

$$\Phi_{6}(\infty) = s_{6} + s_{56}(\tau_{3} - \tau_{4}),$$

$$\Phi_{7}(0) = u_{7}\tau_{4} - v_{7}\tau_{5} + s_{7},$$

$$\Phi_{7}(l_{7}) = u_{7}\tau_{4} + v_{7}\tau_{5} - s_{7},$$

$$\Phi_{8}(\infty) = s_{8} - s_{89}(\tau_{5} - \tau_{6}),$$

$$\Phi_{10}(0) = u_{10}\tau_{6} - v_{10}\tau_{7} + s_{10},$$

$$\Phi_{10}(l_{10}) = u_{10}\tau_{6} + v_{10}\tau_{7} - s_{10},$$

$$\Phi_{11}(\infty) = s_{11} - s_{11-12}(\tau_{7} - \tau_{8}),$$

$$\Phi_{13}(0) = a_{13}\lambda_{13}q_{13}(\tau_{8} - \tau_{y_{13}}).$$
(1)

В представленных выражениях индексы при тепловых потоках и параметрах: *u*, *v*, *s*, – обозначают номер участка или области стягивания на схеме замещения на рис. 2.

Зависимости, определяющие параметры для областей стягивания, имеют следующий вид [7]:

$$s_{i} = \frac{I^{2}R_{\kappa i,i+1}}{\lambda_{i} + \lambda_{i+1}}\lambda_{i}(1-\lambda_{i+1}G_{i})$$

$$s_{i+1} = \frac{I^{2}R_{\kappa i,i+1}}{\lambda_{i} + \lambda_{i+1}}\lambda_{i+1}(1+\lambda_{i}G_{i})$$

$$s_{i,i+1} = \frac{\lambda_{i}\lambda_{i+1}(\rho_{i} + \rho_{i+1})}{R_{\kappa i,i+1}(\lambda_{i} + \lambda_{i+1})}$$

$$G_{i} = \frac{1}{2(\rho_{i} + \rho_{i+1})}\left(\frac{\rho_{i+1}}{\lambda_{i+1}} - \frac{\rho_{i}}{\lambda_{i}}\right)$$
(2)



Рис. 2. Тепловая схема замещения токоведущего контура избирателя

где *i* = 2, 5, 8, 11.

Параметры токопроводов определяются из соотношений [7]:

$$u_{i} = a_{i}\lambda_{i}q_{i}\frac{ch(a_{1}l_{1})}{sh(a_{1}l_{1})}$$
$$v_{i} = \frac{a_{i}\lambda_{i}q_{i}}{sh(a_{i}l_{i})}$$
$$s_{i} = \tau_{yi}(v_{i} - u_{i})$$

где i = 4, 7, 10;

$$a_{i} = \sqrt{\frac{1}{\lambda_{i}q_{i}} \left(g_{\tau i} - \frac{I^{2}\rho_{0i}\alpha_{i}}{q_{i}}\right)}}{\tau_{yi}} \right\}, \qquad (3)$$
$$\tau_{yi} = \frac{I^{2}\rho_{0i}(1+\alpha_{i}\vartheta_{0})}{g_{\tau i}q_{i} - I^{2}\rho_{0i}\alpha_{i}}$$

где *i* = 1, 4, 7, 10, 13;

I – ток нагрузки, длительно протекающий в токоведущем контуре;

Э₀ – температура охлаждающей среды;

*R*_{к *i,i*+1} – переходное контактное сопротивление областей стягивания с индексами, соответствующими зависимостям (2);

λ_{*i*}, ρ_{0*i*}, α_{*i*} – соответственно коэффициент теплопроводности, удельное электрическое сопротивление и температурный коэффициент сопротивления материала *i*-го участка токоведущего контура;

 $g_{\tau i}$ – удельная тепловая проводимость с поверхности *i*-го участка (*i* = 1, 4, 7, 10, 13);

q_i – поперечное сечение *i*-го участка (*i* = 1, 4, 7, 10, 13);

I_i – длина *i*-го участка (*i* = 4, 7, 10).

Пользуясь условиями непрерывности температурного поля на границах участков и областей стягивания контактов:

$$\Phi_{1}(0) = \Phi_{2}(\infty); \Phi_{3}(\infty) = \Phi_{4}(0); \Phi_{4}(l_{4}) = -\Phi_{5}(\infty); \Phi_{6}(\infty) = \Phi_{7}(0); \Phi_{7}(l_{7}) = -\Phi_{8}(\infty); \Phi_{9}(\infty) = \Phi_{10}(0); \Phi_{10}(l_{10}) = -\Phi_{11}(\infty); \Phi_{12}(\infty) = \Phi_{13}(0)$$

$$(4)$$

получим систему линейных алгебраических уравнений трехдиоганального типа:

$$\begin{array}{ccc}
a_{11}\tau_{1} + a_{12}\tau_{2} &= b_{1} \\
a_{21}\tau_{1} + a_{22}\tau_{2} + a_{23}\tau_{3} = b_{2} \\
\dots \\
a_{76}\tau_{6} + a_{77}\tau_{7} + a_{78}\tau_{8} = b_{7} \\
a_{87}\tau_{7} + a_{88}\tau_{8} = b_{8}
\end{array},$$
(5)

где

Из решения полученной системы находятся искомые превышения температур в узловых точках (т. е. – на границах участков и областей стягивания). На основе описанной методики разработана компьютерная программа «Точный нагрев», реализующая решение задачи по определению установившегося теплового режима токоведущего контура. Указанное решение осуществляется следующими последовательными приближениями:

1) задаются начальные превышения температур в узловых точках (т. е. на границах участков т.);

2) рассчитываются суммарные коэффициенты теплоотдачи и соответствующие удельные проводимости $g_{\tau i}$ с поверхности токопроводов;

 решается система уравнений (5) и определяются новые приближения превышений температур на границах участков т, (которые сравниваются с предыдущими);

4) если разница между новым и предыдущим приближением больше заданного значения, определяющего точность расчета, то повторяются расчеты $g_{\tau i}$ и нахождение решения системы уравнений с получением нового приближения τ_i ; если разница меньше указанного значения, то расчет заканчивается (при этом результатом расчета является последнее приближение);

5) по результатам расчета превышений температур на границах областей стягивания контактов определяются превышения температур в контактных точках в соответствии с соотношением [7]:

$$\tau_{\kappa_{1,1+1}} = \frac{I^2 R_{\kappa_{1,1+1}}^2}{2(\lambda_i + \lambda_{i+1})(\rho_i + \rho_{i+1})} + \frac{\lambda_1 \tau_i + \lambda_{i+1} \tau_{i+1}}{\lambda_i + \lambda_{i+1}},$$
(7)

где *і* – индекс, номер которого соответствует областям стягивания 2, 5, 8, 11.

Как указывалось ранее, в процессе расчета теплового режима для участков токоведущего контура (исключая области стягивания) рассчитываются удельные тепловые проводимости $g_{\tau i}$, т. е. – тепловые проводимости, т. е. – тепловые проводимости, известно, что токоведущие части устройств РПН работают в среде трансформаторного масла. В этом случае происходит преимущественно конвективный теплообмен. Для токоведущих частей, непосредственно соприкасающихся с охлаждающей средой (трансформаторным маслом), удельная тепловая проводимость определяется по следующей формуле [2]:

$$g_{\mathrm{T}i} = \alpha_{\mathrm{K}i} p_i \,, \tag{8}$$

где $\Omega_{\kappa i}$ – конвективный коэффициент теплоотдачи с поверхности *i*-го участка токоведущего контура, определяемый в ходе решения задачи с помощью известных критериальных уравнений [2–5];

p_i – теплоотдающий периметр *i*-го участка (для участков, имеющих относительно сложную конфигурацию, задается теплоотдающий периметр, представляющий собой удельную поверхность, соприкасающуюся с охлаждающей средой и приходящуюся на единицу длины пути тока).

Теплофизические параметры трансформаторного масла (являющегося в данном случае охлаждающей средой) заданы в виде табличных функций, которые в ходе выполнения программы интерполируются кубическими сплайнами, а затем рассчитываются (в зависимости от средней температуры) в виде:

$$\upsilon_{\rm m} = \frac{\upsilon_{\rm icp} + \upsilon_0}{2},\tag{9}$$

где _{U_{icp} – средняя температура *i*-го участка, определяемая как средняя арифметическая температур на его границах}

$$\upsilon_{icp} = \upsilon_0 + \frac{\tau_j(0) + \tau_{j+1}(l_i)}{2}.$$
 (10)

Средняя температура в области стягивания определяется в соответствии со следующим выражением [2, 3, 5]:

$$\tau_{icp} = \tau_{j} + \frac{2}{3} \left[\tau_{\kappa j, j+1} - \tau_{j} \right],$$
(11)

где τ_j – превышение температуры на границе в узловой точке, соответствующей данной области стягивания;

τ_{кі,i+1} – превышение температуры в контактной точке между *i*-й и (*i*+1)-й областью стягивания.

На участках, содержащих токопроводы, покрытые слоем твердой изоляции, при расчете суммарной тепловой проводимости учитывается также и его тепловое сопротивление. Например, для круглого изолированного токопровода удельное тепловое сопротивление слоя твердой изоляции рассчитываемое по следующей формуле [2–5]:

$$r_{_{\rm H3}} = \frac{1}{2\pi\lambda_{_{\rm H3}}} \ln(D/d), \qquad (12)$$

где $\lambda_{_{_{M3}}}$ – удельная теплопроводность материала слоя твердой изоляции;

D – диаметр токопровода с учетом слоя твердой изоляции;

d – диаметр проводника.

В качестве объекта для экспериментальной проверки предложенной методики расчета выбран токоведущий контур устройства РПН типа РНТА-35/1250. Основными исходными данными расчета являются:

1) ток нагрузки – 1500 А;

- 2) температура трансформаторного масла 70 °C;
- 3) материал каждого участка;
- 4) сечение каждого участка;

5) теплоотдающий периметр и определяющий размер каждого участка;

- 6) длина (для участков конечной длины);
- 7) падения напряжения на контактах:
- а) ламели-неподвижный контакт 0,01 В;
- б) ламели-токосъемное кольцо 0,01 В.

Результаты расчета (в частности, превышения температур в узловых точках) представлены на рис. 3.

Результаты расчета сравниваются с опытными данными, которые получены при проведении периодических испытаний устройства РПН типа РНТА-35/1250. Результаты измерения превышений температур в узловых точках при аналогичных значениях тока нагрузки и падениях напряжения в контактах представлены в табл. 1 и на рис. 3 (где показано расположение термопар). Температура трансформаторного масла при испытаниях составляла 25,5 °С (термопара 12).

NºNº	Пре	Превышения температур, К					
термопар	Фаза А	Фаза В	Фаза С	Среднее			
				значение			
1	18,2	23,5	17,6	19,8			
2	17,8	22,5	18,9	19,7			
3	16,7	18,0	18,0	17,6			
4	17,0	18,0	18,2	17,7			

Таблица 1. Данные протокола испытаний на нагрев устройства РПН типа РНТА-35/1250



Рис. 3. Сравнение расчетных и опытных данных

Здійснено аналіз усталеного теплового режиму струмоведучого контуру обирача пристрою регулювання напруги трансформатора, на основі якого розроблена програма для персонального комп'ютера, що дозволяє розрахувати усталені температури у вузлових точках.

The analysis of steady-state thermal behavior of the transformer tap-changer selector current-carrier is performed. On its basis the software for personal computer that enables to compute steady-state temperatures in the nodal points is developed.

Вывод

Сравнение расчетных (полученных с использованием предложенной методики) и опытных данных превышений температур свидетельствует о их хорошем совпадении между собой для исследуемого устройства (с погрешностью, не превышающей 10%).

Перечень ссылок

- Брон О. Б. Электрические аппараты с водяным охлаждением / О. Б. Брон. – Л. : Энергия, 1967. – 264 с.
- Сахаров П. В. Проектирование электрических аппаратов: Общие вопросы проектирования / П. В. Сахаров. – М. : Энергия, 1971. – 560 с.
- Залесский А. М. Тепловые расчеты электрических аппаратов / А. М. Залесский, Г. А. Кукеков. – Л. : Энергия, 1971. – 378 с.
- Дульнев Г. Н. Теплообмен в радиоэлектронных аппаратах / Г. Н. Дульнев, Э. М. Семяшкин. – Л. : Энергия, 1968. – 360 с.
- 5. Белкин Г. С. Тепловые процессы в электрических аппаратах / Г. С. Белкин. – М. : Знак, 2006. – 224 с.
- Порудоминский А. В. Устройства переключения трансформаторов под нагрузкой / А. В. Порудоминский. – М. : Энергия, 1974. – 288 с.
- Близняков А. В. Расчет тепловых режимов неоднородных токоведущих систем электрических аппаратов / А. В. Близняков, В. М. Кораблев // Електричний журнал. – 1997. – №1. – С. 18–22.

Поступила в редакцию 12.12.08 г.

УДК 621.313

А. В. Волков, Ю. С. Скалько

Идентификация активных сопротивлений частотнорегулируемого асинхронного электродвигателя при их температурном дрейфе

Выполнен обзор существующих и предложены новые способы идентификации активных сопротивлений частотно-регулируемого асинхронного двигателя. Произведена оценка точности предложенных способов идентификации применительно для высоковольтного двигателя большой мощности, питаемого от АИН-ШИМ.

В последнее десятилетие, благодаря массовому производству частотно-регулируемого асинхронного электропривода (ЧРАЭП) и его широкому внедрению в различных отраслях хозяйства, во всем мире и в Украине уделяется большое внимание косвенному определению (идентификации) активных сопротивлений частотно-регулируемого асинхронного двигателя (АД). Идентификация указанных параметров стала актуальной задачей вследствие того, что ее успешное решение позволяет создать высококачественные ЧРАЭП без установки в них датчиков внутри и на валу двигателя, характеризующиеся повышенной эксплутационной надежностью и относительно высокой точностью регулирования потокосцепления и частоты вращения ротора (скорости) АД в установившихся режимах [1]. Заметим, что без осуществления идентификации активных сопротивлений статора и ротора решение задачи точного регулирования указанных параметров двигателя невозможно, поскольку температурный дрейф значений активных сопротивлений АД (достигающий на практике полуторакратного от их номинального значения и вызванный изменением нагрузочного режима привода или варьированием температуры окружающей среды) вносит значительную погрешность при идентификации этих сопротивлений и приводит, в свою очередь, к ухудшению точности регулирования потокосцепления и скорости двигателя [2].

Рассмотрим существующее состояние вопроса идентификации активных сопротивлений частотнорегулируемого АД из основных работ, посвященных данному вопросу. В частности, в работе [3] определение активных сопротивлений статора и ротора АД осуществляется через предварительное вычисление реактивной мощности двигателя, характеризуясь высокой сложностью вычислений и относительно невысокой точностью идентификации. В статье [4] для идентификации активного сопротивления статора АД, питающегося близкими по форме к синусоидальной статорными токами, используется также предварительное вычисление реактивной мощности двигателя, осуществляемое на основе рассчитанного значения потокосцепления статора. В статье [5] идентификация активного сопротивления статора АД происходит путем предварительного вычисления произведения обобщенных векторов ЭДС намагничивания и статорного тока двигателя (с учетом того, что данное произведение не зависит от значения указанного сопро-

© А. В. Волков, Ю. С. Скалько 2009 р.

тивления).

В работе [6] идентификация активного сопротивления статора АД производится посредством общего (совместного) вычислительного алгоритма, задающего одновременно с отмеченной идентификацией также функционирование системы автоматического управления (САУ) электроприводом с ориентацией по обобщенному вектору потокосцепления статора двигателя и внутренним контуром регулирования скольжения. Такое совместное управление усложняет, в целом, техническую реализацию алгоритма идентификации и не позволяет его использовать для САУ, созданных с другими структурами регулирования. При этом значение активного сопротивления ротора определяется прямо пропорционально изменению идентифицированного значения активного сопротивления статора двигателя, вследствие чего возникает необходимость предварительного экспериментального определения (для каждого типа применяемого двигателя) коэффициента пропорциональности между активными сопротивлениями статора и ротора. В статье [7] идентификация активного сопротивления статора осуществляется в результате градиентного метода решения системы уравнений, описывающих электромагнитные процессы в АД; недостатком данного способа является относительно повышенная сложность вычислений, а также - необходимость непосредственного измерения при этом фазных напряжений ротора (что на практике технически невозможно для короткозамкнутого АД).

В книге [8] предложен способ идентификации активных сопротивлений статора и ротора двигателя, основанный на их расчете через предварительно вычисленные постоянные составляющие модулей обобщенных векторов статорного напряжения и тока для остановленного двигателя. Недостатком данного способа является его ограниченная область применения - только для тех электроприводов, в рабочем цикле которых присутствует (или возможна) кратковременная их остановка, предназначенная для осуществления идентификации активных сопротивлений двигателя. В статье [2] определение активных сопротивлений статора и ротора двигателя выполняется с применением цифровой модели АД. Недостатками данного способа идентификации являются относительная сложность вычислений и (как показали наши собственные исследования) заметное снижение точности идентификации активных сопротивлений, потокосцепления и скорости двигателя, вызванное влиянием несинусоидальной формы его статорных токов и напряжений при средних и больших скоростях. Уменьшение точности идентификации активного сопротивления ротора от снижения частоты модуляции силовых ключей инвертора отмечается также в статье [9].

В работах [10–14] определяются только активные сопротивления ротора двигателя. В частности, в статье [10] для этого выводится нейтральная точка трехфазных статорных обмоток АД и создается вторая искусственная нейтральная точка с помощью соединенных в «звезду» трех дополнительных резисторов, подключенных к статорным обмоткам двигателя. При данном способе идентификации контролируется напряжение между двумя упомянутыми нейтральными точками и находится, исходя из формы указанного напряжения, частота зубцовых пульсаций ротора (через которую определяют скорость, а затем и активное сопротивление ротора). Недостатком способа является отмечаемая невысокая точность определения активного сопротивления ротора и скорости двигателя.

В работе [11] определяется активное сопротивление ротора путем использования адаптивной модели с эталонной моделью шестого порядка, что приводит к повышенной сложности вычислений. В статье [12] для определения активного сопротивления ротора применяется нечеткая логика, но при этом идентифицированное значение сопротивления характеризуется отмечаемой низкой точностью при большой вычислительной сложности способа.

В работе [13] идентификация активного сопротивления статора осуществляется через вычисленные значения активной и реактивной мощности, а для идентификации активного сопротивления ротора используется инжекция низкочастотной составляющей в сигнал потокосцепления ротора АД. Также инжекция низкочастотной составляющей потокосцепления применяется и в работе [14]. Из-за указанной инжектированной составляющей потокосцепления увеличиваются пульсации статорного тока АД и возникают дополнительные электрические потери в двигателе, а также технически усложняется автоматическое управление электроприводом (вследствие необходимости подавления при этом низкочастотных колебаний в электромагнитном моменте и скорости двигателя, а также по причине функционирования двигателя на нелинейном участке его кривой намагничивания). В статье [15] также применяется инжекция, но уже в виде высокочастотной составляющей в опорный сигнал ШИМ. При этом возникает сложность обработки малых высокочастотных сигналов в статорном токе, вызванных инжектированной составляющей.

В работе [16] задача идентификации активных сопротивлений статора и ротора АД решается без применения инжекции – посредством создания наблюдателя шестого порядка, который (наряду со своей относительной сложностью) требует для своего функционирования дополнительной информации о текущей скорости двигателя. Получение же информации о скорости в электроприводах, в которых отсутствуют датчики скорости на валу двигателя, на практике представляет значительные технические трудности. В статье [17] для идентификации активных сопротивлений статора и ротора используется тепловая модель двигателя. При этом отмечается, что данный способ применим только в длительных установившихся режимах работы АД, что существенно ограничивает на практике его область применения.

Общим недостатком всех рассмотренных (и большинства других известных) способов идентификации активных сопротивлений статора и ротора частотнорегулируемого АД является значительное снижение точности определения активных сопротивлений статора и ротора двигателя при возрастании степени несинусоидальности формы статорных токов двигателя. Как показали наши собственные исследования, на практике большинство из известных способов оказываются невозможными к применению в ЧРАЭП с АИН-ШИМ при низкой частоте (равной или менее 1 кГц) модуляции силовых ключей инвертора, когда статорные токи (при указанной низкой частоте модуляции) оказываются существенно несинусоидальными. Однако, потребность в идентификации активных сопротивлений и параметров режима (потокосцепления, скорости) АД при таких частотах существует и касается, прежде всего, высоковольтных ЧРАЭП большой мощности, характеризующихся отмеченными низкими частотами модуляции силовых ключей инвертора. При этом, к сожалению, ведущие фирмы-производители высоковольтных ЧРАЭП (Siemens, ABB, Mitsubishi, Allen Bradley и др.) в технических описаниях к своим выпускаемым электроприводам, а также в открытой научно-технической и патентной литературе свои способы идентификации не раскрывают.

Целью статьи является разработка способов идентификации активных сопротивлений АД, функционирующих при низкой частоте модуляции силовых ключей АИН-ШИМ и предназначенных для высоковольтных ЧРАЭП, а также исследование точности определения этими способами активных сопротивлений статора и ротора, потокосцепления ротора и скорости асинхронного двигателя при температурном дрейфе указанных активных сопротивлений АД.

Условимся для идентификации активных сопротивлений АД и его параметров режима (потокосцеплений и скорости) использовать только информацию о текущих мгновенных значениях статорных токов и напряжений двигателя (что присуще ЧРАЭП без датчиков внутри и на валу двигателя). При дальнейших исследованиях представим АД идеализированной асинхронной машиной (в которой в процессе ее функционирования изменяются только активные сопротивления статора и ротора в ее схеме замещения) [8].

Для осуществления идентификации активных сопротивлений статора и ротора АД разработаны новые способы идентификации, иллюстрируемые функциональной схемой, представленной на рис. 1 и содержащей в своем составе: датчик ЭДС ротора ДЭ, блок идентификации потокосцеплений БИП, вычислители активных сопротивлений статора ВСС и ротора ВСР.

С помощью датчика ЭДС ротора ДЭ косвенным





образом по текущим значениям проекций $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$ и $U_{s\alpha}$, $U_{s\beta}$ обобщенных векторов статорного тока \bar{I}_s и напряжения \overline{U}_s на оси неподвижной ортогональной координатной системы « $\alpha - \beta$ » (связанной вещественной осью « α » с геометрической осью статорной обмотки фазы «А» двигателя) вычисляются значения проекций E_{α} , E_{β} обобщенного вектора ЭДС ротора АД из соотношений [8]:

$$E_{\alpha} = \frac{1}{k} \left[U_{s\alpha} - R_{s}I_{s\alpha} - L_{\sigma}\frac{dI_{s\alpha}}{dt} \right],$$

$$E_{\beta} = \frac{1}{k} \left[U_{s\beta} - R_{s}I_{s\beta} - L_{\sigma}\frac{dI_{s\beta}}{dt} \right],$$
(1)

где R_s и L_{σ} – соответственно активное сопротивление статора и суммарная индуктивность рассеяния АД; k – коэффициент связи ротора.

Полученные значения E_{α}, E_{β} проекций ЭДС поступают (через множительные блоки МБ1 и МБ2) на вход блока идентификации потокосцеплений БИП (в качестве которого может быть применено любое известное устройство идентификации потокосцеплений АД через значения его ЭДС – например, из [1, 8]). В упомянутом блоке идентификации определяются текущие значения ортогональных проекций $\Psi_{\alpha}, \Psi_{\beta}$ обобщенного вектора потокосцепления ротора двигателя на оси упомянутой неподвижной координатной системы « $\alpha-\beta$ ».

Вычислитель сопротивления статора ВСС состоит из: первого вычислителя гармонических функций ВГФ1, первого и второго координатных преобразователей КП1 и КП2, множительных блоков МБ1 и МБ2, делительного блока ДБ1, фильтра Ф1, датчика частоты ДЧ, вычислителя сопротивления ВС и вычислителя потокосцеплений ВП, содержащего множительные блоки МБЗ и МБ4, пропорциональное звено П1 (с коэффициентом, равным минус 1). Вычислитель сопротивления ротора ВСР содержит: второй вычислитель гармонических функций ВГФ2, координатные преобразователи КПЗ и КП4, вычислители модуля BM1 и ВМ2, интеграторы И1 и И2, пропорциональные звенья П2 и П3, делительный блок ДБ2 и фильтр Ф2, сумматор С1 и блок идентификации скорости БИС, состоящий из вычислителя электромагнитного момента ВЭМ, вычислителя скольжения ВСК, пропорционального звена П4 и сумматора С2.

1. Идентификация активного сопротивления статора двигателя

Учет изменения (из-за влияния температурного дрейфа) активного сопротивления R_s статорной обмотки двигателя осуществляется через нахождение уточненных значений проекций E_{α}^* , E_{β}^* обобщенного вектора ЭДС ротора (путем умножения проекций E_{α} ,

 $E_{\rm \beta}$, вычисленных датчиком ЭДС ротора ДЭ, на корректирующий коэффициент ξ , определенный на выходе фильтра Ф1):

$$E_{\alpha}^{*} = \xi E_{\alpha},$$

$$E_{\beta}^{*} = \xi E_{\beta} \int .$$
(2)

Посредством вычислителя гармонических функций ВГФ1 рассчитывают значения тригонометрических функций косинуса и синуса от аргумента θ_I обобщенного вектора статорного тока двигателя из соотношений [8]:

$$I_{s} = \sqrt{I_{s\alpha}^{2} + I_{s\beta}^{2}},$$

$$\cos \theta_{I} = I_{s\alpha} / I_{s},$$

$$\sin \theta_{I} = I_{s\beta} / I_{s}$$
(3)

Определяют уточненное (не зависящее от активного сопротивления статора) значение проекции E_v^* обобщенного вектора ЭДС ротора двигателя на ось «v» вращающейся ортогональной координатной системы «u–v», ориентированной осью «u» по обобщенному вектору статорного тока, в виде:

$$E_{\nu}^{*} = E_{\beta}^{*} \cos \theta_{I} - E_{\alpha}^{*} \sin \theta_{I}.$$
(4)

Датчиком частоты ДЧ определяется угловая частота ϖ_{Ψ} обобщенного вектора потокосцепления ротора двигателя из соотношений [8]:

$$\mathfrak{W}_{\Psi} = \left(\Psi_{\alpha} \frac{d\Psi_{\beta}}{dt} - \Psi_{\beta} \frac{d\Psi_{\alpha}}{dt}\right) / \left(\Psi_{\alpha}^{2} + \Psi_{\beta}^{2}\right) = \left(\Psi_{\alpha} E_{\beta}^{*} - \Psi_{\beta} E_{\alpha}^{*}\right) / \left(\Psi_{\alpha}^{2} + \Psi_{\beta}^{2}\right).$$
(5)

Известное соотношение для расчета обобщенного вектора ЭДС ротора \overline{E} через обобщенный вектор потокосцепления ротора в неподвижной ортогональной системе координат « $\alpha - \beta$ » [8]:

$$\overline{E} = \frac{d\overline{\Psi}}{dt}, -$$
(6)

преобразуем к неподвижной полярной системе координат:

$$\overline{E} = \frac{d}{dt} \Psi \left(e^{j\theta_{\Psi}} \right) = e^{j\theta_{\Psi}} \left(\frac{d\Psi}{dt} + j\omega_{\Psi} \Psi \right), \quad (7)$$

где Ψ и $\theta_{\Psi}-$ модуль и аргумент обобщенного вектора $\overline{\psi}$.

Используя формулу Эйлера, преобразуем выражение (7) к виду:

$$\overline{E} = \left(\cos \theta_{\Psi} + j \sin \theta_{\Psi}\right) \cdot \left(\frac{d\Psi}{dt} + j\omega_{\Psi}\Psi\right) = \\ = \left(\frac{d\Psi}{dt}\cos \theta_{\Psi} - \omega_{\Psi}\Psi\sin \theta_{\Psi}\right) + \\ + j\left(\frac{d\Psi}{dt}\sin \theta_{\Psi} + \omega_{\Psi}\Psi\cos \theta_{\Psi}\right).$$
(8)

Из последнего выражения найдем соотношения для расчета проекций вектора ЭДС на оси неподвижной координатной системы « $\alpha - \beta$ »:

$$E_{\alpha} = \frac{d\Psi}{dt} \cos \theta_{\Psi} - \omega_{\Psi} \Psi_{\beta},$$

$$E_{\beta} = \frac{d\Psi}{dt} \sin \theta_{\Psi} + \omega_{\Psi} \Psi_{\alpha}$$
(9)

Учитывая, что в установившихся режимах работы ЧРАЭП (с любым законом частотного управления), а также для динамических режимов работы при законе с постоянством потокосцепления ротора ($\Psi \approx const$) справедливо условие: $d\Psi/dt \approx 0$, – рассчитаем из (9) оценочные значения E'_{α} , E'_{β} проекций обобщенного вектора ЭДС ротора в указанных режимах работы двигателя:

$$E'_{\alpha} = -\omega_{\Psi} \Psi_{\beta},$$

$$E'_{\beta} = \omega_{\Psi} \Psi_{\alpha}$$
(10)

Используя значения этих проекций, вычислим с учетом (4) посредством координатного преобразователя (КП1) оценочное значение E'_{ν} проекции обобщенного вектора ЭДС ротора двигателя на ось « ν » вращающейся ортогональной координатной системы « $u-\nu$ » из соотношения:

$$E'_{\nu} = E'_{\beta} \cos \theta_I - E'_{\alpha} \sin \theta_I.$$
 (11)

Согласно векторной диаграмме обобщенных векторов \overline{U}_s , \overline{E} и \overline{I}_s , представленной на рис. 2, значение данной проекции E'_v вектора ЭДС ротора \overline{E} не зависит от сопротивления статора (т. к. ось «v» перпендикулярна вектору $R_s\overline{I}_s$).

Значение корректирующего коэффициента ξ определяют на выходе делительного блока ДБ1 (после сглаживания и выделения постоянной составляющей фильтром Ф1) в виде частного от деления упомянутых уточненной и оценочной проекций обобщенного вектора ЭДС ротора на ось «v» вращающейся ортогональной координатной системы «*u*–*v*»:

$$\xi = E_v^* / E_v'$$
. (12)



Рис. 2. Векторная диаграмма АД

Искомое активное сопротивление статора R_s находится из соотношения:

$$R_{s} = \frac{1}{I_{s}} \begin{bmatrix} \left(kE_{\alpha}^{*} - U_{s\alpha} - L_{\sigma}\frac{dI_{s\alpha}}{dt}\right)^{2} + \left(kE_{\beta}^{*} - U_{s\beta} - L_{\sigma}\frac{dI_{s\beta}}{dt}\right)^{2} \end{bmatrix}^{1/2}, (13)$$

(где I_s – модуль обобщенного вектора статорного тока \bar{I}_s) и используется в датчике ДЭ для уточненного вычисления из соотношений (1) проекций E_{α} , E_{β} ЭДС ротора АД.

2. Идентификация активного сопротивления ротора двигателя

Перейдем к записи обобщенного вектора ЭДС ротора из неподвижной системы координат (7) во вращающуюся, умножив все члены выражения из (7) на поворотный множитель $e^{-j\theta_{\Psi}}$:

$$\overline{E} = E_x + jE_y = e^{j\theta_{\Psi}} \left(\frac{d\Psi}{dt} + j\omega_{\Psi} \Psi \right) \times \\ \times e^{-j\theta_{\Psi}} = \frac{d\Psi}{dt} + j\omega_{\Psi} \Psi$$
(14)

Из (14) получим соотношения для расчета проекций обобщенного вектора ЭДС:

$$E_{x} = \frac{d\Psi}{dt}, \\ E_{y} = \omega_{\Psi}\Psi \end{bmatrix}.$$
(15)

Для математической модели АД, составленной во вращающейся ортогональной координатной системе «*x*-*y*», ориентированной осью «*x*» по обобщенному вектору потокосцепления $\overline{\Psi}$ ротора, справедливы соотношения [8]:

$$L_m I_{sx} = \Psi + T \frac{d\Psi}{dt},$$

$$L_m I_{sy} = \beta z T \Psi$$
(16)

где I_{sx} и I_{sy} – намагничивающая и активная проекции статорного тока АД соответственно; β и z – частота скольжения и число пар полюсов двигателя; L_m и T – индуктивность намагничивания и электромагнитная постоянная времени ротора двигателя соответственно.

С учетом первого соотношения в (15) определим из (16) обратное значение *q* постоянной времени ротора *T* двигателя в виде:

$$q = \frac{1}{T} = \frac{E_x}{L_m I_{sx} - \Psi}.$$
 (17)

При этом посредством вычислителя ВГФ2 рассчитывают гармонические функции от аргумента θ_{ψ} обобщенного вектора потокосцепления ротора в виде:

$$\Psi = \sqrt{\Psi_{\alpha}^{2} + \Psi_{\beta}^{2}}, \\ \cos \theta_{\Psi} = \Psi_{\alpha} / \Psi, \\ \sin \theta_{\Psi} = \Psi_{\beta} / \Psi$$
 (18)

а с помощью координатных преобразователей КПЗ и КП4 определяют проекции обобщенного вектора ЭДС ротора и статорного тока двигателя на ось «*x*» вращающейся ортогональной координатной системы «*x*–*y*» из соотношений [8]:

$$E_{x} = E_{\alpha} \cos \theta_{\Psi} + E_{\beta} \sin \theta_{\Psi},$$

$$I_{sx} = I_{s\alpha} \cos \theta_{\Psi} + I_{s\beta} \sin \theta_{\Psi}$$
(19)

Для исключения в (17) возможного деления на ноль, а также для получения сглаженной формы выходного сигнала q предварительно рассчитывают на выходе интеграторов И1, И2 интегралы U_1 , U_2 по времени (за одинаковый временной интервал τ) от абсолютных значений числителя и знаменателя в виде:

$$U_{1} = \int_{0}^{\tau} |E_{x}| dt,$$

$$U_{2} = \int_{0}^{\tau} |\Psi - L_{m}I_{sx}| dt$$
(20)

а значение q (обратное электромагнитной постоянной времени ротора двигателя) определяют (после сглаживания фильтром Ф2) в виде частного от деления указанных интегралов:

$$q = 1/T = U_1/U_2 . (21)$$

Через вычисленное значение *q* пропорциональным звеном ПЗ определяется активное сопротивление ротора:

$$R_r = qL_m/k , \qquad (22)$$

которое далее используется для уточненного определения скорости АД.

3. Идентификация скорости двигателя

Идентификация электромагнитного момента *М* осуществляется посредством вычислителя ВЭМ из соотношения [8]:

$$M = \frac{3}{2} z k \Big(\Psi_{\alpha} I_{s\beta} - \Psi_{\beta} I_{s\alpha} \Big), \tag{23}$$

а частоты скольжения β – с помощью вычислителя скольжения BCK из выражения:

$$\beta = 2R_r M / 3z^2 \Psi^2 . \tag{24}$$

Причем, выражение (24) получено из второго соотношения в (16) после умножения левой и правой частей этого соотношения на одинаковый сомножи-

тель, равный: $(3zk\Psi/2)$.

Исходя из полученных значений частоты скольжения β и угловой частоты ω_{ψ} обобщенного вектора потокосцепления ротора, блоком БИС определяется скорость ω двигателя из зависимости [8]:

$$\omega = (\omega_{\Psi}/z) - \beta.$$
 (25)

4. Исследование точности идентификации активных сопротивлений статора и ротора, потокосцеплений и скорости двигателя

Для проведения указанных исследований была создана имитационная модель высоковольтного ЧРА-ЭП с АИН-ШИМ с векторной системой автоматического управления, в которой применяются разработанные авторами способы идентификации активных сопротивлений статора и ротора АД и основанные на них вычисления потокосцеплений ротора и скорости двигателя. Модель учитывает дискретные свойства силовых ключей выпрямителя и инвертора (с частотой модуляции силовых ключей последнего, равной 500 Гц), а также временную дискретность (равную 10 мкс) цифровой реализации автоматического управления электроприводом и идентификации параметров двигателя. Расчеты на модели проводились для параметров электродвигателя 4АРМП (мощностью 1600 кВт, напряжением 6 кВ) и высоковольтного преобразователя частоты (с АИН-ШИМ) типа ПЧ-ТТП-200-6к-50, разработанного и изготовленного в ОАО НИИ «Преобразователь», г. Запорожье.

На созданной имитационной модели при изменении активных сопротивлений обмоток статора и ротора АД (в диапазоне от номинального до 1,5-кратного их значения за интервал времени от 0,1 до 0,2 с) рассчитаны графики (показанные на рис. 3 и рис. 4) реальных и идентифицированных значений проекций

 $\Psi_{\alpha}, \Psi_{\beta}$ потокосцепления ротора, скорости щ двигате-

ля и активных сопротивлений R_s и R_r для различных режимов работы электропривода (разгона, торможения и установившегося режима при разных значениях скорости). На рис. 5 приведены графики, иллюстрирующие функционирование предложенных способов идентификации активных сопротивлений АД в стационарных режимах (при скорости, равной половине от номинальной, на холостом ходу и с номинальной нагрузкой) при значениях активных сопротивлений статора и ротора, увеличенных в 1,2 раза от их номинальных значений. При этом постоянные времени фильтров Ф1 и Ф2 принимались равными 0,05 с, а значения интервалов интегрирования τ интеграторов И1 и И2 – равными 0,01 с.

Численные результаты исследований точности идентификации: активных сопротивлений статора R_s , и ротора R_r , потокосцеплений Ψ_{α} , Ψ_{β} , скорости ω ,

гармонических функций $\cos\theta_{\Psi}$, $\sin\theta_{\Psi}$ (от аргумента обобщенного вектора потокосцепления ротора), – для рассматриваемого высоковольтного ЧРАЭП (мощностью 1600 кВт) в установившихся и динамических режимах (разгона, торможения, наброса и сброса нагрузки) приведены в табл. 1.

Выводы

1. Результаты проведенных исследований свидетельствуют о высокой точности предложенных способов идентификации, которая не хуже точности лучших известных устройств идентификации [6, 9].

2. В отличие от известных способов [13–15], в предложенном способе идентификации активного сопротивления ротора не требуется введение инжектированных составляющих в статорные токи и потокосцепления АД, так как вместо этого для определения указанного активного сопротивления используются естественные пульсации намагничивающей составляющей статорного тока и одной из проекций обобщенного вектора ЭДС ротора двигателя.

Разработанные способы идентификации отличаются от известных относительной простотой вычисления и предназначены, в первую очередь, для применения в высоковольтных ЧРАЭП (характеризующихся низкой частотой модуляции силовых ключей инвертора и из-за этого существенно несинусоидальной формой статорных токов двигателя).



Рис. 3. Графики, иллюстрирующие изменение проекций потокосцепления ротора, скорости и активных сопротивлений статора и ротора АД в динамических режимах (при двукратном токоограничении): *a* – при разгоне, *б* – при торможении (сплошной линией показаны идентифицируемые значения, точками – реальные значения)

	Относительная погрешность, %					
Наименование идентифицируемых	для динамических		для установившихся режимов			
параметров	разгона	торможения	0	0100		ω
	разгона	торможения	0	$0,1 \omega_{_{\mathcal{H}}}$	0,5 W _H	ω_{μ}
Сопротивление статора	1,4	1,4	1,5	1,5	1,2	0,7
Сопротивление ротора	2,4	2,4	2	2	1,7	1,2
Проекции потокосцеплений ротора	0,6	0,6	1,5	1,5	0,85	0,55
Скорость	0,6	0,6	0,15	0,1	0,01	0,01
Гармонические функции от аргумента обобщенного вектора потокосцепления ротора	0,2	0,2	0,1	0,12	0,025	0,02

Таблица 1. Результаты исследования точности идентификации активных сопротивлений и параметров режима частотнорегулируемого АД



Рис. 4. Графики, иллюстрирующие изменение проекций потокосцепления ротора, скорости и активных сопротивлений статора и ротора АД в установившихся режимах электропривода для разных скоростей при номинальной нагрузке: *а* – при номинальной; б – при половине от номинальной; в – при 0,1 от номинальной скорости (сплошной линией показаны идентифицируемые значения, точками – реальные значения)

Перечень ссылок

- Дацковский Л. Х. Современное состояние и тенденции в асинхронном частотно-регулируемом электроприводе (краткий аналитический обзор) / Л. Х. Дацковский, В. И. Роговой, В. И. Абрамов [и др.]// Электротехника. – 1996. – №10. – С. 18–28.
- Бешта А. С. Идентификация координат асинхронного двигателя в условиях дрейфа активных сопротивлений / А. С. Бешта, А. В. Балахонцев, Е. Г. Худой // Електротехніка та електроенергетика. – 2005. – № 2.– С. 52–64.
- Urnanand L. Online estimation of stator resistance of an induction motor for speed control applications / L. Urnanand, S. R. Bhat // IEEE Proceedings on Electrical Power Applications. – 1995. – Vol. 142. – №2. – P. 97–103.
- Holtz J. Sensorless Vector Control of Induction Motors at Very Low Speed Using a Nonlinear Inverter Model and Parameter Identification / J. Holtz, J. Quan // IEEE Transactions on Industrial Applications. – 2002. – Vol. 38. – №4. – P. 1087–1095.
- Peng F.-Z. Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors / F.-Z. Peng,



Рис. 5. Временные диаграммы, иллюстрирующие функционирование предложенных способов идентификации активных сопротивлений АД в установившемся режиме работы электропривода (при скорости, равной половине от номинальной): *a* – на холостом ходу, *б* – при номинальной нагрузке

T. Fukao // IEEE Transactions on Industrial Applications. – 1994. – Vol. 30. – Nº 5. – P. 1234–1240.

- A New Flux and Stator Resistance Identifier for AC Drive Systems / R. J. Kerkman, B. J. Seibel, T. M. Rowan, D. Schlegel // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1996. – Vol. 32. – № 3. – P. 585–593.
- Клюев О. В. Идентификация координат и параметров асинхронной машины при векторном управлении по цепи ротора / О. В. Клюев, А. В. Садовой, Ю. В. Сохина // Збірник наукових праць Дніпродзержинського Transactions on Industry Applications. – 1990. – Vol. 37. – № 6. – Р. 477–482.
- Пивняк Г. Г. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией / Г. Г. Пивняк, А. В. Волков. – Днепропетровск: НГУ, 2006. – 470 с.
- Chan C. An Effective Method for Rotor Resistance Identification for High-Performance Induction Motor Vector Control / C. Chan, H. Wang // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1990. – Vol. 37. – № 6. – P. 477–482.
- Vaclavek P. AC Induction Machine Speed Observer with Rotor Resistance Adaptation / P. Vaclavek, P. Blaha // 16th IFAC World Congress, Prague. – Vol. 16. – № 1. – 2005.
- Beguenane R. MRAC-IFO Induction Motor Control with Simultaneous Velocity and Rotor-Inverse Time Constant Estimation / R. Beguenane, M. Ouhrouche // Proceeding of IASTED International Conference PES'2003. – 2003. – 8 p.
- Ta-Cao M. Rotor Resistance Estimation Using Fuzzy Logic for High Performance Induction Motor Drives /

M. Ta-Cao, H. Le-Huy // Proc. IEECON '98. – Germany, 1998. – P. 303–308.

- Ha I.-J. An Online Identification Method for Both Stator and Rotor Resistances of Induction Motor without Rotational Transducers / I.-J. Ha, S.-H. Lee // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2000. – Vol. 47. – № 4. – P. 842–852.
- Потапенко Е. М. Определение скорости и постоянной времени ротора асинхронного двигателя с помощью адаптивного наблюдателя / Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко, А. В. Соломаха // Матеріали 12-ої міжнародної конференції з автоматичного управління «Автоматика-2005». – Харків: НТУ «ХПІ», 2005. – Т.2. – С. 123–124.
- Holtz J. Sensorless Control of Induction Machines With or Without Signal Injection? / J. Holtz // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2006. – Vol. 53. – № 1. – Р. 7–30.
- 16. Пересада С. М. Адаптивное оценивание вектора потокосцепления асинхронного двигателя при неизвестных сопротивлениях статора и ротора / С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса, В. С. Бовкунович // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут» : Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика. – Харків: НТУ «ХПІ», 2008. – № 30. – С. 64–68.
- Induction-Motor Sensorless Vector Control with Online Parameter Estimation and Overcurrent Protection / M. J. Duran, J. L. Duran, F. Perez, J. Fernandez // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2006. – Vol. 53. – № 1. – P. 154–161.

Поступила в редакцию 30.12.08 г.

Виконано огляд існуючих та запропоновано нові способи ідентифікації активних опорів частотно-регульованого асинхронного двигуна. Виконано оцінювання точності запропонованих способів ідентифікації стосовно до високовольтного двигуна великої потужності, що живиться від АІН-ШІМ.

Review of known methods is performed and the new identification methods of active resistances of frequencycontrolled induction motor are provided. The accuracy estimation of the proposed identification methods with regard to high-voltage motor powered by VSI-PWM is made.

II.ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА

УДК 621.59

И. В. Авдеев, А. П. Заболотный, Ю. В. Даус

Повышение эффективности энергоснабжения на основе оптимизации структуры энергобаланса предприятия

Проведен анализ использования вторичных энергоресурсов предприятия (на примере кондитерской фабрики) для снижения затрат на выработку тепловой энергии и предложены беззатратные мероприятия по снижению потребления электрической энергии.

В последнее время в связи с непрерывным ростом цен на топливно-энергетические ресурсы, нестабильным развитием экономики страны все больше внимания уделяется учету и контролю потребления энергоресурсов, а также оптимизации структуры энергобаланса предприятий для достижения оптимальных пропорций использования основных видов топлива. При этом приоритет отдается местным возобновляемым источникам энергии, позволяющим повысить надежность и эффективность энергоснабжения предприятия. В качестве эффективных возобновляемых источников энергии на Украине может служить биомасса.

В Украине существует достаточный энергетический потенциал практически всех видов биомассы и необходимая научно-техническая и промышленная база для развития данной отрасли энергетики [1]. Составляющими энергетического потенциала биомассы являются потенциал животной и растительной сельскохозяйственной биомассы, а также отходов древесины.

Реализация этого потенциала возможна в сельском хозяйстве, деревообрабатывающей и пищевой отраслях промышленности. В настоящее время доля последней в структуре промышленного производства Украины составляет почти 20 %, и есть объективные причины увеличения этой составляющей в связи с мировой тенденцией роста цен на продовольственные товары, что обуславливает актуальность решения задачи повышения эффективности энергоснабжения предприятий пищевой промышленности.

Запорожская область находится на втором месте по потенциалу использования шелухи подсолнечника в качестве источника энергии – 11,9 %, хуже представлено в области использование животной сельскохозяйственной биомассы (4,2 %), а утилизация отходов древесины – практически отсутствует [2].

В Запорожской области подсолнечник используется при производстве растительного масла и в кондитерском производстве. Вопросы утилизации шелухи при маслоэкстракционном производстве практически решены за счет производства шрота – ценного протеинового корма. А для предприятий кондитерского производства малой и средней мощностей проблема утилизации шелухи подсолнечника является весьма актуальной, так как ее вывозят в отвалы. Свалки шелухи занимают большие площади, летом она самовозгорается, а зимой тлеет и выделяет токсичные газы.

© И. В. Авдеев, А. П. Заболотный, Ю. В. Даус 2009 р.

Использование шелухи подсолнечника в качестве вторичного источника энергии предприятия позволит не зависеть от поставок и цены на органическое топливо, а также выполнить требования по защите окружающей среды. Кроме того, к преимуществам использования такого вида топлива можно отнести его высокую теплотворность и доступность сырья как топлива.

Целью статьи является исследование снижения затрат предприятия на энергоносители за счет использования современных технологий переработки отходов производства и на основе анализа структуры энергобаланса предприятия, а также выявление последовательности внедрения проектов на предприятии по снижению потребления покупного газа и электрической энергии.

Для повышения эффективности энергоснабжения кондитерского производства была рассмотрена структура энергобаланса ОАО «Запорожской кондитерской фабрики», являющейся типовым представителем пищевой отрасли промышленности по ассортименту выпускаемой продукции. Производство данного предприятия расположено на двух производственных площадках (производственная площадка №1 – ПП1 и производственная площадка №2 – ПП2), удаленных друг от друга на расстоянии 4 км. Баланс затрат на энергоносители и воду, полученный в результате проведенного энергоаудита предприятия, представлен на рис. 1.

Анализ данного баланса и технологической схемы показывает, что большая часть производственного процесса основывается на использовании пара, получаемого при сжигании природного газа. При этом в халвично-вафельном цехе за сутки перерабатывается 12 тонн подсолнечника, 20 % из которых (составляющих 2,4 тонны/сутки шелухи подсолнечника) – это отходы, которые могут быть использованы в качестве вторичного источника энергии. На ПП1 пар вырабатывается в котельной №1 котлом марки ДКВР-6,5–13 в объеме 12919,4 Гкал/год, на что тратится 2983,297 тыс м³/год природного газа. На ПП2 пар также вырабатывается котлом ДКВР-6,5–13 в котельной №2 в объеме 4330,9 Гкал/год, для чего из городской газовой магистрали используется 2134,145 тыс м³/год газа.

Анализ себестоимости кондитерской продукции показал, что затраты на выработку тепловой энергии на кондитерской фабрике превышают нормируемое ВНТП 21-92 значение более, чем в 2 раза (6,5 %) [3].



Рис. 1. Баланс затрат предприятия на энергоносители и воду за 2007 год

Снизить долю затрат на приобретение природного газа в себестоимости возможно, изменив структуру энергобаланса предприятия путем снижения доли потребления покупного природного газа.

На сегодняшний день разработаны технологии переработки биомассы, такие как прямое сжигание, газификация, анаэробная ферментация с получением биогаза и т. д. [4]. Снизить объем потребления покупного природного газа возможно путем внедрения разработанных технологий переработки биомассы с использованием одного из следующих вариантов.

Вариант 1 – частичное покрытие затрат на природный газ за счет продажи шелухи потребителю. Шелуху можно продавать фирмам – производителям топливных гранул, пеллет, или установить на фабрике брикетирующую установку и продавать топливные брикеты непосредственным потребителям. Очевидно, что последний вариант предпочтительнее, так как он дает возможность расширить рынок и получить больший доход. Существующие линии по брикетированию и получению топливного брикета из отходов растительного происхождения и отходов деревообработки дают возможность производства топливных брикетов методом экструдирования или прессования. Полученные брикеты широко применяются для всех видов топок, бытовых и промышленных котлов, в каминах и грилях.

Вариант 2 – прямое сжигание шелухи. В настоящее время на рынке представлен целый ряд высокоэффективного оборудования по сжиганию биомассы. Такие установки технологически не сложны и надежны, а также просты в обслуживании. Кроме того, к достоинствам данного варианта можно отнести то, что при сжигании шелухи подсолнечника эмиссия СО₂ в атмосферу в 15 раз меньше, чем при сжигании газа, в 20 раз – мазута, и 50 раз – угля; выбросы серы практически отсутствуют (согласно данным санитарно-эпидемиологической экспертизы) [5].

Вариант 3 - использование биогазовой установ-

ки, в основе работы которой лежит процесс получения биогаза при анаэробном сбраживании органических веществ (при отсутствии кислорода). Достоинство этого варианта заключается в том, что биогаз можно сжигать в уже существующих котельных установках фабрики наравне с природным газом. К недостаткам необходимо отнести высокое содержание $CO_2 - до 30-35$ %, а также неоднородность выработки и непостоянство качества биогаза.

Вариант 4 – использование газификатора твердого топлива, в основе работы которого лежит термохимический процесс превращения всей горючей массы топлива под действием кислорода в горючий газ. Достоинство этого варианта, как и предыдущего, заключается в том, что не требуется замена генерирующего оборудования. Содержание CO₂ – высокое, но ниже чем у биогаза (10–15 %).

По результатам исследования рынка оборудования, реализующего выше приведенные варианты, и выполненных авторами соответствующих инженерных расчетов были определены следующие технико-экономические показатели для рассматриваемых вариантов.

Вариант 1. При установке на фабрике брикетирующей установки ПЕ ЕВ – 350 фирмы «ЭкоЭнергоХарьков» [6] стоимостью 259 875 грн. годовые затраты на электроэнергию возрастут на 20 тыс грн. При этом установка позволит производить в год брикетов на сумму более, чем 360 тыс грн. Их реализация позволит покрыть 5,1 % затрат на природный газ. Проект окупится меньше, чем за год.

Вариант 2. Если установить 5 котлов марки ЭКО-ТЕП фирмы «ЭкоЭнергоХарьков» [5] на ПП2, то это удовлетворит потребность ПП2 в паре и позволит полностью отказаться от приобретения природного газа для нужд технологического процесса на ПП2. При этом необходимо установить брикетирующую установку для подготовки топлива перед подачей его в котлы. Технические характеристики котла представлены в табл. 1.

Таблица 1.	Технические	характерис	тики котла	марки
ЭКОТЕП,	работающего	на шелухе	подсолнеч	ника

	•
ТЕХНИЧЕСКИЕ ХА	РАКТЕРИСТИКИ
Расход пара	160 кг/час
Давление пара	6 кг/см ²
Максимальное давление пара	7 кг/см
Температура пара	равновесна давлению пара
Режим подачи топлива	автоматический

Стоимость данного проекта составляет 670 тыс грн. Экономия газа достигает 2134,15 тыс м³, что соответствует (при тарифе на газ в 1310 грн./тыс м³) его стоимости в размере 2,8 млн грн. в год. В результате внедрения проекта затраты на газ сократятся на 34,8 %. Проект окупится меньше, чем за год.

Вариант 3. При установке биореактора фирмы «Биодизельднепр», г. Днепропетровск, стоимостью 115,5 тыс грн. [5] (параметры установки представлены в табл. 2) дополнительные годовые затраты на электроэнергию составят 3,5 тыс грн. При этом затраты на газ уменьшаться на 3 %. Срок окупаемости проекта – 1 год.

Вариант 4. При установке газогенератора фирмы Flex Technologies, г. Москва (стоимость установки которого составляет 301,3 тыс грн. [5]) дополнительные годовые затраты на электроэнергию составят 7,4 тыс грн. Параметры установки представлены в табл. 3. Проект окупится за 1 год при снижении затрат на покупку природного газа на 9,2 %.

Анализ полученных результатов показывает, что при одинаковых сроках окупаемости (1 год) в случае выбора варианта 2 появляется возможность экономии природного газа в размере 34,8 %, что (при тенденции роста тарифа на природный газ до уровня мировых цен) является наиболее предпочтительным. Для оценки повышения эффективности энергоснаб-

Таблица 2. Параметры биоэнергетической установки

Параметры установки				
Объем биореактора, м ³	10			
Суточная загрузка, т	2			
Выход удобрений, т/сутки	2			
Выход биогаза из шелухи подсолнечника при номинальной загрузке, м ³ / сутки	600			
Режим роботи	автоматический			

Таблица 3. Параметры газогенератора фирмы Flex Technologies

leennelegiee	
Параметры установки ГТП-0,5	
Производительность по газу, м ³ /час	500
Расход шелухи подсолнечника, кг/час	133,0
Влажность топлива, %	55
Установленная электрическая мощность, кВт	3

жения на основе произведенной оптимизации структуры энергобаланса предприятия был проведен уточненный финансово-экономический расчет реализации варианта 2. Прогнозируемый баланс затрат на энергоносители на 2009 год представлен на рис. 2, а на рис. 3 приведены показатели снижения удельных затрат на энергоносители (на 1 грн. продукции).

Анализ полученных результатов показал, что после внедрения варианта 2 произойдут следующие изменения. Составляющая затрат на природный газ в структуре затрат на выпуск продукции уменьшится более, чем в 1,5 раза – до 3,9 %, что в денежном выражении составляет 2,8 млн грн. (при тарифе на природный газ, равном 1310 грн./тыс м³). Также состоялись изменения в балансе затрат на энергоносители. Затраты на газ уменьшились с 83,43 % до 48,6 % согласно рис. 2. Удельные показатели затрат на энергоносители (на 1 грн. продукции) в среднем уменьшились на 40 %, что следует из рис. 3.

Кроме того, принимая во внимание то, что реализация проекта позволит полностью отказаться от приобретения природного газа для нужд технологического процесса на ПП2 и максимально приблизить генерацию тепловой энергии к потребителю, (что, в свою очередь, даст возможность минимизировать потери и затраты на передачу энергии), вариант 2 принят к внедрению на ОАО «Запорожская кондитерская фабрика».

При этом доля затрат на электроэнергию в структуре затрат на энергоносители не превышает 12 % (согласно рис. 1), и эта составляющая затрат занимает второе место в данной структуре. Практически целесообразно предложить три следующие варианта снижения затрат на электроэнергию: во-первых, с регулированием присоединенной мощностью трансформатора (беззатратный проект) [6, 7]; во-вторых, с ком-



Прогнозированный баланс затрат на энергоносители на 2009 год

Рис. 2. Прогнозируемый баланс затрат на энергоносители и воду на 2009 год



Рис. 3. Снижение затрат на энергоносители на 1 грн. продукции

Показатель удельных затрат на энергоносители

Показатель удельных затрат на

пенсацией реактивной мощности и, в третьих, с переходом на дифференцированный по зонам суток тариф.

На исследуемом предприятии существует предпосылка для внедрения первого мероприятия: неравномерная загрузка по сменам силовых трансформаторов 10/0,4 кВ двухтрансформаторной подстанции (2x1000 кВА), расположенной на ПП1. Снижение технологической нагрузки во вторую и третью смены позволяет отключить один из трансформаторов на этот период работы предприятия. Это позволит, по нашим проведенным расчетам, снизить потери электроэнергии с 55 тыс кВт-часов/год до 43 тыс кВт-часов/год, т. е. – на 17,3 тыс кВт час/год (что в денежном выражении составляет 4,8 тыс грн./год при тарифе 0,281 грн./кВт час). Такой проект снизит потребление электрической энергии на 0,5 %.

Что касается варианта с использованием на предприятии компенсирующих, то установлено, что резервы по экономии электрической энергии за счет решения вопроса компенсации реактивной мощности на данном предприятии уже технически реализованы.

Применение же при расчетах за электроэнергию дифференцированных по зонам суток тарифов требует внедрения на предприятии автоматизированной системы контроля и учета электроэнергии (АСКУЭ), что, по нашим расчетом, позволит сэкономить до 2% годового расхода электроэнергии. Кроме того, использование АСКУЭ дополнительно упорядочит расчет и контроль фактического расхода электроэнергии в режиме реального времени [8], а это, в свою очередь, даст возможность более качественно составить и провести анализ энергобаланса предприятия.

Вывод. Эффективное планирование мероприятий по снижению затрат на энергоносители возможно в современных условиях только на основе анализа структуры энергобаланса предприятия и с использованием внутренних его ресурсов. Пример такого анализа (выполненный для ОАО «Запорожская кондитерская фабрика») определил вид и последовательность внеприродный газ дрения мероприятий по снижению затрат на газ и электрическую энергию.

Перечень ссылок

- Маляренко В. А. Перспективы использования биоэнергетических технологий в Украине / В. А. Маляренко, И. И. Капцов, И. Г. Жиганов // Інтегровані технології та енергозбереження : щоквартальний науково-практичний журнал. – Харків: НТУ «ХПІ», 2005 – № 2. – С. 22–28.
- Атлас енергетичного потенціалу відновлювальних та альтернативних джерел енергії України / С. О. Кудря, Л. В. Яценко, Г. П. Душина [та ін.]; НАН України. – К., 2001.
- Нормы технологического проектирования предприятий кондитерской промышленности: ВНТП 21-92. – Офиц. изд. – М.: Минсельхозпрода СССР, 1991. – 164 с.
- Соловей О. І. Від виробництва до ефективного споживання енергії / О. І. Соловей, А. В. Праховник, Є. М. Іншеков [та ін.]. – К. : Київ. Нот. ф-ка, 1999. – 400 с.
- Швец А. В. Брикетирование отходов биомасс [Электронный ресурс] / А. В. Швец, В. В. Швец. – Черкассы : «ЭККО», 2004. – Режим доступу : <u>http:// www.agrosoya.ru.</u>
- Киреева Э. А. Рациональное использование электроэнергии в системах промышленного электроснабжения / Э. А. Киреева. М. : НТФ «Энергопрогресс», 2000. 76 с.
- Анчаров Т. В., Гамазин С. И., Шевченко В. В. Экономия электроэнергии на промышленных предприятиях / Т. В. Анчаров, С. И. Гамазин, В. В. Шевченко. М.: Высш. шк., 1990. 143 с.
- Литвинов Е. С. Оперативный анализ потребления энергоресурсов металлургическим предприятием / Е. С. Литвинов, А. П. Заболотный // Електротехніка та електроенергетика. – 2006. – № 2. – С. 71–74.

Поступила в редакцию 28.10.08 г.

Проведений аналіз використання вторинних енергоресурсів підприємства (на прикладі кондитерської фабрики) для зниження витрат на вироблення теплової енергії та запропоновані безвитратні заходи щодо зниження споживання електричної енергії.

The analysis of enterprise waste energy utilization to reduce heat energy generation costs for confectionery is conducted and the arrangements without capital investment to reduce electricity consumption are proposed.

УДК 621.3

Л. Н. Канов

Применение схемного моделирования для расчета режимов электрических систем переменного тока

Предлагается методика применения схемного моделирования для расчета стационарных режимов электрических систем переменного тока, для чего построены схемные модели основных электротехнических элементов, источников и трансформаторов. Показана возможность использования для этих целей программных средств расчета цепей постоянного тока.

Введение

Расчеты установившихся режимов электрических систем необходимы при проектировании и эксплуатации систем электроснабжения. Они нужны также для оценки эффективности регулирования напряжения, расчета потерь энергии, устойчивости и оптимизации режимов. Поэтому такие расчеты являются актуальной задачей современной электроэнергетики [1]. Методы расчета установившихся режимов достаточно хорошо разработаны и используются в практике [2]. Существует ряд промышленных компьютерных программ для подобных расчетов [3]. Трудности использования системных программ обусловлены специфическими особенностями построения систем электроснабжения промышленных предприятий. Например, применение программного комплекса Simulink не позволяет выполнить анализ установившихся аварийных режимов в электрических системах из-за наличия нескольких влияющих друг на друга управляемых источников. Кроме того, известные мощные пакеты программ весьма обширны и дорогостоящи, и их использование даже на правах аренды затруднительно. Поэтому во многих случаях восстребованы более простые и менее универсальные методики расчета стационарных режимов электрических систем. Например, в Томском политехническом университете проводятся разработки методики гибридного моделирования электроэнергетических систем, а также моделей электрических систем в фазных координатах [4]. Гибридные комплексы представляют специализированные параллельные многопроцессорные программно-технические системы реального времени. В связи с этим они достаточно громоздки, энергоемки и дороги. В Запорожском национальном техническом университете создана программа COLOcomplex [5], предназначенная для расчета электрических цепей переменного тока (в том числе и содержащих алгебраические петли) и реализованная в среде MatLab.

Наиболее предпочтительным для расчета установившихся режимов в электрических цепях является метод схемного (схемотехнического, электрического) моделирования [6].

Метод базируется на расчете схемной модели электрической системы. Схемная модель строится на основе электрических эквивалентных схем замещения элементов или участков системы. Расчет схемной

© Л. Н. Канов 2009 р.

модели позволяет рассчитать стационарные и переходные электрические или электромагнитные процессы в электрической системе.

Исследования по схемному моделированию проводятся в Южно-Российском государственном техническом университете [7], Московском энергетическом институте (техническом университете) [8], Запорожском и Севастопольском национальных технических университетах [5, 9]. В отличие от имитационного моделирования (MatLab SimPowerSystem), которое оперирует с готовыми блоками-моделями электротехнических устройств (генераторами, двигателями, трансформаторами и т. п.), схемное моделирование позволяет использовать модели не только отдельных элементов, но и целых участков системы и отображать электрические, магнитные, механические и другие переменные состояния системы. Кроме того, оно более дешево, так как может выполняться простыми программами (подготовленными, например, в среде PASCAL) или с использованием общедоступного программного комплекса, как EWB [10].

Целью статьи является обоснование подхода к анализу стационарных режимов электрических систем переменного тока, основанного на применении метода схемного моделирования.

Материалы исследования

Построим комплексные схемные модели основных элементов в режиме переменного тока. Из соотношения для комплексного сопротивления:

$$r + jx\big) \cdot \big(I' + jI''\big) = U' + jU'' \tag{1}$$

после отделения вещественных и мнимых частей получаем:

$$rI' - xI'' = U'; rI'' + xI' = U'', \qquad (2)$$

где r, x – активные и реактивные сопротивления; I', U', I", U" – вещественные и мнимые составляющие тока и напряжения. Последним соотношениям можно поставить в соответствие несколько схемных моделей комплексного сопротивления. Эти модели представляют пары элементов: сопротивлений, проводимостей, управляемых источников напряжения и тока. На рис. 1 изображено по одной из возможных
моделей для сопротивления, индуктивности и емкости в смешанных переменных, (которые связывают вещественные части напряжений и мнимые части токов с мнимыми частями напряжений и вещественными частями токов). Подобный же вид имеют схемные модели, построенные на базе линейной комплексной проводимости.



Рис. 1. Схемные модели в смешанных переменных: *a* – резистора; *б* – индуктивности; *с* – емкости

Из четырех видов линейных управляемых источников рассмотрим источник напряжения, управляемый током:

$$\dot{E} = \underline{k}\dot{I}$$
 или $E' + jE'' = (k' + jk'') \cdot (I' + jI'')$.(3)

Одна из возможных схемных моделей в смешанных переменных изображена на рис. 2, где обозначены:

$$E' = k'I' - k''I'', E'' = k''I' + k'I''$$
(4)

Аналогично строятся схемные модели для других видов управляемых источников и элементов со вза-имной индукцией.

Приведем одну из возможных схемных моделей идеализированного трансформатора с комплексным коэффициентом трансформации:

$$\dot{U}_1 = \underline{n}\dot{U}_2; \, \dot{I}_2 = -\underline{n}^*\dot{I}_1,$$
 (5)

где <u>n</u>^{*} – сопряженный коэффициент. Выражения по вещественным и мнимым частям имеют вид:

$$U'_{1} = n'U'_{2} - n''U''_{2};$$

$$I'_{2} = -n'I'_{1} - n''I''_{1};$$

$$U''_{1} = n'U''_{2} + n''U'_{2};$$

$$I''_{2} = -n'I''_{1} + n''I'_{1},$$
(6)

а схемная модель в смешанных переменных изображена на рис. 3, где обозначены источники напряжения: $E1 = U'_1$, $E2 = U''_1$ и источники тока: $J1 = -I''_2$, $J2 = -I'_2$.

Для преобразования идеализированного трансформатора к реальному целесообразно параллель-



Рис. 2. Источник напряжения, управляемый током, (a) и его схемная модель (б)



Рис. 3. Схемная модель идеализированного трансформатора

но первичной обмотке без нарушения режима подсоединить сопротивления \underline{Z} и – \underline{Z} согласно рис. 4, *а*. На возможность такого подхода указывается, например, в [11]. Напряжения обмоток с учетом этого описываются уравнениями:

$$\dot{U}_{1} = \underline{Z}\dot{I}_{Z} = \underline{Z}\dot{I}_{01} + \frac{\underline{Z}}{\underline{n}^{*}}\dot{I}_{2}$$

$$\dot{U}_{2} = \frac{\dot{U}_{1}}{\underline{n}} = \frac{\underline{Z}}{\underline{n}}\dot{I}_{01} + \frac{\underline{Z}}{\underline{n}^{2}}\dot{I}_{2}$$

$$(7)$$

Полагая для определенности сопротивление чисто реактивным: $\underline{Z} = jx$ и учитывая схемную модель управляемого источника на рис. 2, получим модифицированную схемную модель трансформатора, изображенную на рис. 4, *б*, где обозначены управляемые источники напряжения в виде:



Рис. 4. Трансформатор, преобразованный к реальному, (a) и его схемная модель (б)

$$E1 = -N''I'_{2} - N'I''_{2};$$

$$E2 = N''I'_{01} - N'I''_{01};$$

$$E3 = N'I'_{2} - N''I''_{2};$$

$$E4 = N'I'_{01} + N''I''_{01}.$$
(8)

В этих выражениях:

$$N' = \frac{n'x}{n^2} {}_{\mathsf{N}} N'' = \frac{n''x}{n^2} . \tag{9}$$

Аналогично строятся и другие схемные модели трансформатора.

Объединяя эти и подобные им модели электротехнических элементов для режима переменного тока по вещественным и мнимым составляющим в соответствии с общей схемой системы, получаем схемную модель системы в виде двух схем постоянного тока, связанных между собой управляемыми источниками. При объединении нужно использовать схемные модели элементов в одинаковых сочетаниях переменных (например, как на показанных ранее рисунках). Расчет этих схем с использованием упомянутых простых программных средств расчета цепей постоянного тока позволяет получить вещественные и мнимые части токов и напряжений электрической системы.

Обсуждение результатов

Для иллюстрации рассмотрим расчет несимметричного установившегося режима, возникшего вследствие коротких замыканий в электрической системе.

Хотя такие аварийные режимы на практике кратковременны, подобные расчеты весьма актуальны в электроэнергетике. К числу задач, для решения которых необходимы такие расчеты, относятся: сопоставление, оценка и выбор схемы электрических соединений; выявление условий поведения потребителей при аварийном режиме; выбор электрических аппаратов и проверка их на отключающую способность; проектирование и настройка устройств релейной защиты и автоматики. Основным подходом к проведению этих расчетов является применение комплексных схем замещения (для последующего использования метода симметричных составляющих [2, 3, 11]. При нарушении симметрии в нескольких точках системы соответствующие схемы по отдельным составляющим объединяются в одну комплексную схему замещения с помощью идеализированных трансформаторов, дополненных фазосдвигающими устройствами двухстороннего действия (которые обеспечивают поворот тока и напряжения на 120 эл. град.). При этом серьезным препятствием на пути анализа является необходимость создания эффективных схемных реализаций указанных устройств и их моделирования [3].

Ниже показана возможность применения схемного моделирования для расчета режима короткого замыкания в трехфазной цепи. В частности, на рис. 5 изображена линия, соединяющая генератор Г с мощной сетью С. В точках К и Lпоказаны короткие замыкания на «землю»: в точке К – для фазы А, в точке L – для фазы В [11]. На рисунке обозначены номера участков: 1 – генератор Г; 2, 3, 4 – участки линии; 5 – трансформатор ТС. В точке К граничные условия, приведенные к фазе А, имеют вид: $\dot{I}_{k1} = \dot{I}_{k2} = \dot{I}_{k0}$ и $\dot{U}_{k1} + \dot{U}_{k2} + \dot{U}_{k0} = 0$. Аналогично, в точке L получаем: $\dot{I}_{L1} = \underline{a}^2 \dot{I}_{L2} = \underline{a} \dot{I}_{L0}$ и $\dot{U}_{L1} + \underline{a}^2 \dot{U}_{L2} + \underline{a} \dot{U}_{L0} = 0$, где $\underline{a} = \exp\left(\frac{j2\pi}{3}\right); \dot{U}_{k1}, \dot{I}_{k1}, \dot{U}_{k2}, \dot{I}_{k2}, \dot{U}_{k0}, \dot{I}_{k0}$ - со-

ставляющие прямой, обратной и нулевой последовательностей напряжения и тока короткого замыкания фазы A в точке K соответственно; $\dot{U}_{L1}, \dot{I}_{L1}, \dot{U}_{L2}, \dot{I}_{L2}, \dot{U}_{L0}, \dot{I}_{L0}$ – то же в точке L. Схемы последовательностей при построении комплексной схемы объединяются в точке K непосредственно, а в точке L – с помощью идеализированных трансформаторов с коэффициентами трансформации: \underline{a}^2 – в схеме обратной последовательности или \underline{a} – в схеме нулевой последовательности. Отметим, что для идеализированного трансформатора с коэффициентами $\underline{n} = \underline{a}$ или $\underline{n} = \underline{a}^2$, отношения напряжений и токов отличаются лишь знаком:

$$\frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = -\frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_2} = \underline{n} \,. \tag{10}$$



Рис. 5. Одновременное короткое замыкание в электрической системе

На рис. 6 изображена комплексная схема системы, на которой обозначены: x11 = x₁₁+ x₁₁ и x21 = x₂₁ + x₂₁ суммарные реактивности генератора Г и трансформатора Т прямой и обратной последовательностей соответственно; x01 – реактивность трансформатора нулевой последовательности; x12, x22, x02, x13, x23, x03, x14, x24 – реактивности участков линии соответствующих последовательностей; x15, x25 - реактивности трансформатора TC. Отрицательный знак в отношениях токов отображен в направлениях токов во вторичных обмотках. Заменяя реактивные (индуктивные) сопротивления в комплексной схеме в соответствии с рис. 1, б, трансформаторы – в соответствии с рис. 4 и принимая: $\dot{E}_1 = E_1'$ и $\dot{E}_2 = E_2'$, – получаем схемную модель системы в режиме одновременного короткого замыкания в смешанных переменных, изображенную на рис. 7. На этом рисунке обозначены управляемые источники напряжения:

$$E3 = 0.5x \cdot (I''_{L1} + \sqrt{3}I'_{L1}), E4 = 0.5x \cdot (I''_{L20} - \sqrt{3}I'_{L20}),$$

$$E5 = -0.5x \cdot (I'_{L1} - \sqrt{3}I''_{L1}), E6 = -0.5x \cdot (I'_{L20} + \sqrt{3}I''_{L20}),$$

$$E8 = 0.5x \cdot (I''_{L00} + \sqrt{3}I'_{L00}), E10 = -0.5x \cdot (I'_{L00} - \sqrt{3}I''_{L00})$$

– где источники E7, E9 отличаются от E3, E5 лишь обратными знаками перед $\sqrt{3}$.



Рис. 6. Комплексная схема замещения

Построенная схемная модель представлена цепью постоянного тока, обе части которой связаны через управляемые источники. Расчет этой модели может быть выполнен любым программным средством расчета цепей постоянного тока (например, EWB). При численных данных из [11]: E1 = 1,122; E2 = 1; x11 = 0,268; x12 = x22 = 0,091; x13 = x23 = 0,1;*x*14 = *x*24 = 0,15; *x*15 = *x*25 = 0,11; *x*21 = 0,214; *x*01 = 0,11; x02 = 0,182; x03 = 0,2; x = 1 (все в относительных единицах) получаем составляющие токов короткого замыкания фазы А: \dot{I}_{k1} = 0,318 - *j*1,922. С учетом этого ток фазы A равен: $\dot{I}_{a} = 3\dot{I}_{k1} = 5,845e^{-j80^{\circ}}$; для фазы B справедливо: $\dot{I}_{B1} = \dot{I}_{B2} = \dot{I}_{B0} = -1,151 + j1,037$, а ток фазы В равен: $\dot{I}_{_B} = 3\dot{I}_{_{B1}} = 3\dot{I}_{_{L1}}\underline{a}^2 = 4,649e^{j138^0}$. Это хорошо совпадает (с погрешностью менее ± 1 %) с результатами расчета, выполненными для проверки по непосредственному математическому описанию режима системы в среде MathCad.

В заключение отметим, что при использовании предлагаемого подхода к расчету несимметричных режимов электрических систем нет необходимости определять эквивалентные источники напряжения и сопротивления в схемах разных последовательностей, а также рассчитывать расширенные присоединенные схемы, благодаря чему снижается общая трудоемкость расчета.

Выводы

1. Предложенная методика предназначена для применения схемного моделирования при расчетах стационарных режимов электрических систем переменного тока.

 Разработанные схемные модели основных электротехнических элементов, управляемых источников и трансформаторов позволяют создать на их основе общую схемную модель исследуемой системы (состоя-



Рис. 7. Схемная модель системы в режиме одновременного короткого замыкания:

- а для вещественных частей напряжений и мнимых частей токов;
- б для мнимых частей напряжений и вещественных частей токов

щую из двух схем постоянного тока, отображающих связи между вещественными и мнимыми частями токов и напряжений для стационарного режима системы).

 Достоинством предлагаемой методики является упрощение расчетов, так как не требуется предварительного определения эквивалентных параметров схем последовательностей или расширенных схем, а сам расчет может быть выполнен простыми программными средствами расчета цепей постоянного тока (в связи с чем отпадает необходимость применения дорогостоящих специализированных программ анализа электрических систем).

Перечень ссылок

- Буслова Н. В. Электрические системы и сети / Н. В. Буслова, В. Н. Винославский, Г. Н. Денисенко, В. С. Перхач. – К. : Вища шк., 1986. – 584 с.
- Зевеке Г. В. Основы теории цепей. Ученик для вузов / Г. В. Зевеке, П. А. Ионкин, А. В. Нетушил, С. В. Страхов. – М.: Энергия, 1975. – 752 с.
- Руководящие указания по расчету токов короткого замыкания и выбору электрооборудования / Б. Н. Неклепаев, И. П. Крючков, В. В. Жуков, Ю. П. Кузнецов ; под ред. Б. Н. Неклепаева. – М. : Изд-во НЦ ЭНАС, 2004. – 152 с.
- Гусев А. С. Основные аспекты проблемы моделирования электроэнергетических систем, перспективы и средства их решения / А. С. Гусев // Известия ВУЗов. Электромеханика. – 2006. – № 3. – С. 92–95.
- Тиховод С. М. Совершенствование методики расчета установившихся процессов в электрических цепях переменного тока / С. М. Тиховод // Електротехніка та електроенергетика. 2007. № 2. С. 29–33.

- Кардашев Г. А. Виртуальная электроника. Компьютерное моделирование аналоговых устройств / Г. А. Кардашев. – М. : Горячая линия. – Телеком, 2002. – 260 с.
- Астахов В. И. Моделирование цепями Кирхгофа электротехнических устройств / В. И. Астахов // Известия ВУЗов. Электромеханика. – 1998. – №5. – С. 95–108.
- Антипенский Р. В. Схемотехническое проектирование и моделирование радиоэлектронных устройств / Р. В. Антипенский, А. Г. Фадин. М. : Техносфера, 2007. 128 с.
- Канов Л. Н. Схемное моделирование электроэнергетических систем переменного тока / Л. Н. Канов // Електротехніка та електроенергетика. – 2004. – № 1. – С. 5–9.
- Карлащук В. И. Электронная лаборатория на IBM PC / В. И. Карлащук. – М. : Изд–во «Солон-Р», 2001. – 726 с.
- Чернин А. Б. Основы вычислений электрических величин для релейной защиты при сложных повреждениях в электрических системах / А. Б. Чернин, С. Б. Лосев. – М.: Энергия, 1971. – 440 с.

Поступила в редакцию 10.06.08 г.

После доработки 30.12.08 г.

Запропоновано методику застосування схемного моделювання для розрахунку стаціонарних режимів електричних системзмінного струму, для чого побудовані схемні моделі основних електротехнічних елементів, джерел та трансформаторів. Достоїнство методики складається в спрощенні розрахунків за рахунок скоротчення обчислень і застосування простих програмних засобів.

The method of scheme design application is offered for the calculation of the stationary modes of the electric systems of alternating current, for this purpose the scheme models of basic electrical engineering elements, sources and transformers are built. It is shown the possibility of the purposed use of programmatic facilities of the direct-current chain calculation.

УДК 621314

В. А. Волков

Источник электропитания, снижающий ток в нейтрале трехфазной сети переменного напряжения

Предложена и исследована схема источника электропитания, снижающего ток в нейтрале трехфазной сети переменного напряжения.

В связи с происшедшим в последние годы заметным удорожанием энергоносителей (в том числе электроэнергии) в Украине и во всем мире стала чрезвычайно острой проблема энергосбережения. При этом одним из возможных известных путей уменьшения потерь электроэнергии в трехфазных электрических сетях переменного тока является симметрирование фазных сетевых токов [1, 2]. Поэтому разработка и исследование новых симметрирующих устройств (СУ), решающих данную задачу, актуально и востребовано практикой.

Большинство из известных СУ создаются на основе конденсаторов, реакторов или трансформаторов,

© В. А. Волков 2009 р.

условно разделяясь (в зависимости от вида своих схем) на две группы: с электрическими и электромагнитными связями [1]. Основная часть таких устройств, рассмотренных в [1], обеспечивает симметрирование токов только в трехфазных трехпроводных (без нулевого провода) сетях переменного напряжения. Опираясь на свои собственные исследования (и подтверждая их исследованиями других авторов [3]), также заметим, что, к сожалению, такой же ограниченной областью применения на практике пока характеризуются наиболее современные и эффективные СУ, создаваемые на основе активного фильтра [2].

В известной научно-технической и патентной ли-

тературе освещены очень недостаточно симметрирующие устройства, которые предназначены для трехфазных четырехпроводных (с нулевым проводом) сетей переменного напряжения, питающих трехфазные нагрузки, снабженные нейтральным выводом. При этом создание таких (пока очень немногочисленных) СУ основано на следующих способах: подключения к недогруженным фазам нагрузки дополнительных сопротивлений [1] (что очень неэффективно, так как приводит к дополнительным потерям электроэнергии); на использовании системы добавочных ЭДС (что технически относительно сложно и дорого в реализации); на подключении параллельно нагрузке поперечных фильтров (состоящих из последовательно соединенных конденсатора и реактора) [4]; на тех же поперечных фильтрах с регулируемой индуктивностью [5]; на использовании поперечного фильтра и схемы автоматического управления, работающей в функции тока нулевого провода [6]; на использовании компенсирующего устройства, снабженного тиристорным регулятором мощности [7]. Причем, в двух последних устройствах симметрирование сетевых фазных токов осуществляется путем уменьшения тока в нулевом проводе (достигающемся подключением поперечного фильтра или изменением угла управления тиристорного компенсатора).

Всем известным СУ, функционирующим в трехфазных четырехпроводных сетях переменного напряжения, присущи общие недостатки: невысокая точность симметрирования токов; низкое быстродействие; удовлетворительная работа только при практически синусоидальной форме токов (т. е. – при несимметричных линейных нагрузках). Эти недостатки на практике приводят к неэффективности данных устройств, особенно в условиях реально наблюдающейся несинусоидальной формы сетевых токов (вызванной широким применением в последнее время разнообразных преобразовательных устройств). Одновременно с этим в известной научно-технической и патентной литературе отмечается явная недостаточность исследований электромагнитных процессов в СУ для трехфазных четырехпроводных сетей, а на практике остро испытывается потребность в создании новых и более эффективных симметрирующих устройств.

Целью статьи является разработка источника электропитания, служащего для уменьшения тока в нейтральном проводе трехфазной сети переменного напряжения, а также исследование происходящих в этом источнике электромагнитных процессов и оказываемого им влияния на потери мощности в трехфазной сети и на симметрию сетевых фазных токов.

Электрическая схема разработанного источника электропитания представлена на рис. 1 и содержит в своем составе: трехфазную четырехпроводную питающую сеть переменного напряжения (показанную фазными напряжениями U_A, U_B, U_C и нейтральным проводом N); трехфазный L_1 и однофазный L_2 реакторы; трехфазную мостовую схему выпрямления, выполненную на диодах $V_4 - V_9$; конденсатор C; переключатель S_5 ; нагрузочный резистор R_6 ; силовые полупроводниковые ключи (например, типа IGBT) V_{10} и V_{11} , шунтированные обратными диодами V_{12} и V_{13} ; датчики тока ДТ1 и ДТ2; компараторы К1 и К2.



Рис. 1. Электрическая схема источника электропитания

Фазные сетевые напряжения U_A, U_B, U_C подаются на различные трехфазные загрузки, снабженные нейтральным выводом (подсоединенным к нейтрале N трехфазной питающей сети) и выполненные в виде:

– резисторов *R*₁–*R*₄ (подключаемых к сети с помощью выключателей *S*₁–*S*₃);

– или тиристорного преобразователя (с трехфазной нулевой схемой на тиристорах $V_1 - V_3$, подключаемой к сети посредством выключателя S_4) постоянного тока (ТППТ), нагруженного на резистор R_5 .

Предложенный источник электропитания функционирует (при замкнутом переключателе $S_{\rm s}$) следующим образом. При питании симметричной трехфазной нагрузки (не содержащей нулевой составляющей токов) от симметричных сетевых фазных напряжений U_A, U_B, U_C ток $I_{\rm NH}$ в нейтральном выводе такой нагрузки равен нулю: $I_{\rm NH} = 0$. Также, очевидно, что при этом равен нулю ток $I_{\rm N}$, протекающий в нейтрали питающей сети: $I_{\rm N} = 0$, который контролируется датчиком тока ДТ1. При сравнении указанного нулевого выходного сигнала датчика тока ДТ1 (поступающего на входы компараторов К1 и К2) со значениями уставок: + h и -h, – этих компараторов выполняется следующее соотношение:

$$-h < I_N < +h, \tag{1}$$

где значения упомянутых уставок разнополярны и близки по амплитуде к нулю (в частности, например, составляют менее 5 % от номинального значения сетевых фазных токов). При данном соотношении (1) оба компаратора К1 и К2 формируют на своих выходах сигналы, равные лог. «0», которые обеспечивают закрытые состояния силовых ключей V₁₀ и V₁₁, а, следовательно, – отсутствие тока (*I*_L = 0) через реактор *L*₂.

Одновременно с этим на выходе трехфазного выпрямителя формируется постоянное (выпрямленное) напряжение с полярностью, показанной на рис. 1. До указанного значения постоянного напряжения заряжается конденсатор С. Поскольку ток I_L в реакторе L_2 равен нулю, то при рассматриваемой симметричной трехфазной нагрузке токи, протекающие в нейтрале N питающей сети и в нейтрале нагрузки, остаются равными нулю: $I_N = I_{NH} = 0$.

При возникновении асимметрии или при наличии постоянных составляющих тока в фазных токах нагрузки (например, вызванных соответственно асимметрией сопротивлений разных фаз указанной нагрузки или работой трехфазной нулевой схемы ТППТ) в нейтральном выводе трехфазной нагрузки протекает ненулевое значение тока: $I_{NH} \neq 0$. При этом за положительные направления токов I_{NH} и I_{L} , протекающих соответственно в нейтрали сети, нейтрали нагрузки и реакторе L_2 , примем их направления, показанные стрелками в схеме на рис. 1. В свою очередь, ненулевое значение I_{NH} тока в нейтрали нагрузки вызывает (при закрытых силовых ключах V_{10} и V_{11}) появление ненулевого значения тока I_N в нейтрали сети: $I_{NH} \neq 0$, которое контролируется датчиком тока ДТ1.

В результате сравнения на входе компараторов К1 и К2 указанного значения тока *I*_N, протекающего

в нейтрали сети, с заданными уставками: + h и –h, – возможно выполнение одного из следующих условий:

$$I_N \ge +h$$
, при $I_N > 0$, (2)

или

$$I_N \le -h$$
, при $I_N < 0$. (3)

Пусть, например, выполняется условие (2), соответствующее направлениям протекания токов I, и I, показанным в схеме на рис. 1. При наличии условия (2) на выходе компаратора К2 формируется сигнал лог. «1», а на выходе компаратора К1 – сигнал лог. «0», что обеспечивает открытое состояние силового ключа V_{11} и закрытое состояние силового ключа V_{10} . При данных состояниях силовых ключей V₁₀ и V₁₁ к реактору L2 прикладывается (через открытый силовой ключ V₁₁) напряжение от отрицательного выходного полюса выпрямителя. Вследствие этого через реактор L₂ происходит нарастание тока І, (протекающего от общей точки М соединения датчика ДТ1 с нейтралью нагрузки через реактор L_2 , силовой ключ V_{11} к отрицательному выходному полюсу выпрямителя). При этом в данном узле M схемы на рис. 1 ток I, протекает в направлении, встречном току І,, протекающему в нейтрале N питающей сети.

Как только указанный ток I_L в реакторе L_2 достигает значения тока І_{мн}, протекающего в нейтрале нагрузки, ток I_N в нейтрале N питающей сети станет равным нулю, вследствие чего опять выполнится условие (1). После этого выходные сигналы обоих компараторов К1 и К2 становятся равными лог. «0», что вызывает закрытые состояния силовых ключей V₁₀ и V₁₁. Электродвижущая сила (ЭДС) самоиндукции реактора L₂ изменит свой знак на противоположный (показанному в схеме на рис. 1), вследствие чего откроется диод V_{12} и будет происходить спадание тока I_L через реактор L₂ по цепи: узел М – реактор L₂ – открытый диод V₁₂ - положительный выходной полюс выпрямителя. При этом конденсатор С служит для исключения перенапряжений на закрывающемся силовом ключе V11 (или V_{10}), поскольку в указанном конденсаторе происходит накопление части электромагнитной энергии, отдаваемой реактором L2 при спадании через него тока при закрытии упомянутых силовых ключей V₁₁ (или V₁₀).

По истечении некоторого времени (зависящего от значений напряжения на выходных полюсах выпрямителя и индуктивности реактора L_2) произойдет спадание тока I_L через реактор L_2 до значения, равного: $I_{NH} - h$. После этого нарушается условие (1) и вновь начинает выполняться соотношение (2), приводящее (как показано ранее) к открытию силового ключа V_{11} . После этого работа рассматриваемого устройства повторяется.

Если же в результате появления асимметрии токов в трехфазной нагрузке (или возникновения в этих токах нулевых составляющих) ток *I*_{NH} в нейтрале N нагрузки не равен нулю и отрицателен, то на входе компаратора К1 выполняется другое соотношение (3). В этом случае функционирование предложенного устройства происходит аналогично ранее рассмотренному со следующими отличиями: во-первых, все упомянутые токи І,, І, и І, характеризуются направлениями, противоположными показанным в схеме на рис. 1. Во-вторых, для соотношения (3) присутствуют: сигнал лог. «1» и сигнал лог. «0» соответственно на выходах первого и второго компараторов К1 и К2, - в результате чего закрыт силовой ключ V₁₁ и открывается силовой ключ V_{10} . В-третьих, при открытом данном силовом ключе V_{10} к реактору L_2 прикладывается напряжение от положительного выходного полюса выпрямителя. В-четвертых, по истечении некоторого времени (когда спадет отрицательной полярности ток І, в реакторе L₂ до значения тока I_{NH}, протекающего в нейтрале нагрузки) вновь выполнится условие (3), после чего силовой ключ V₁₀ закроется и к реактору L₂ прикладывается через открытый диод V₁₃ напряжение от отрицательного полюса выпрямителя.

В результате такого функционирования источника электропитания на рис. 1 в нем автоматически поддерживается соотношение (1), а, следовательно, – примерно равным нулю значение тока *I*_N, протекающего в нейтрале питающей сети:

$$I_N \approx 0$$
 (4)

(поскольку, как отмечено ранее, близки к нулю используемые уставки: + h и – h – для компараторов К1 и К2). По-существу, условие (4) поддерживается за счет осуществляемой в узле М автоматической компенсации текущего значения тока I_{мн}, протекающего в нейтрале несимметричной (или содержащей нулевые составляющие токов) трехфазной нагрузки:

$$I_L \approx I_{NH} \,. \tag{5}$$

Причем, эта компенсация осуществляется путем принудительной подачи в узел М (через реактор L_2) тока I_L , равного по амплитуде и того же направления, что и указанный ток I_{Mu} .

За счет влияния данной компенсации (и, в частности, вследствие протекания при этом дополнительной составляющей тока, равной I_L , по цепи: один из выходных полюсов (положительный или отрицательный) выпрямителя – реактор L_2 – датчик тока ДТ1 – нейтраль N сети – фазные провода (передающие напряжения U_A, U_B, U_C) питающей сети – реактор L_1 – открытые диоды выпрямителя), в свою очередь, симметрируются действующие значения $I_{A\partial}, I_{B\partial}, I_{C\partial}$ сетевых фазных токов I_A, I_B, I_C :

$$I_{A\partial} \approx I_{B\partial} \approx I_{C\partial} \,. \tag{6}$$

Для исследования электромагнитных процессов разработана в пакете программ Matlab имитационная модель предложенного источника электропитания (с показанными на рис. 1 трехфазными нагрузками). На указанной модели проведены исследования электромагнитных процессов в предложенным источнике электропитания для рассмотренных трехфазных нагрузок при следующих режимах: 1) увеличение в 2, 3, 4 или 5 раз сопротивления одной из фаз трехфазной активной нагрузки (первоначально замкнуты выключатели $S_1 - S_3$; в момент времени t = 0,06 с размыкается выключатель S_4);

2) обрыв одной из фаз трехфазной активной нагрузки (замкнуты выключатели S_2 и S_3 ; в момент времени t = 0.06 с размыкается выключатель S_2);

3) изменение угла управления (от 0 до 45 эл. град. в момент времени *t* = 0,06 с при замкнутом выключателе *S*,) ТППТ.

На временных диаграммах на рис. 2 – рис. 4 приведены рассчитанные электромагнитные процессы для источника электропитания и нагрузок, соответствующие указанным режимам и параметрам, показанным в табл. 1. На рис. 2 – рис. 4 используются следующие обозначения: U_{AH}, U_{BH}, U_{CH} – фазные напряжения нагрузки; $I_{\Sigma A}, I_{\Sigma B}, I_{\Sigma C}$ – сетевые фазные токи; I_{AH}, I_{BH}, I_{CH} – фазные токи трехфазной нагрузки; $I_{\phi A}, I_{\phi B}, I_{\phi C}$ – фазные токи выпрямителя; I_N и I_{NH} – токи в нейтрале сети и нейтрале трехфазной нагрузки соответственно; I_L и I_k – токи реактора L_2 и датчика тока ДТ2; U_d и I_d – напряжение и ток на выходе выпрямителя соответственно; I_H – ток нагрузочного резистора R_{e} .

По результатам расчета электромагнитных процессов произведено вычисление действующих значений $I_{A\partial}, I_{B\partial}, I_{C\partial}$ сетевых фазных токов $I_{\Sigma A}, I_{\Sigma B}, I_{\Sigma C}$, действующего значения $I_{N\partial}$ тока I_N в нейтрале, а через них – коэффициента несимметрии сетевых токов в виде [2]:

$$K_{_{H}} = \frac{3}{2} \frac{(I_{\partial \max} - I_{\partial \min})}{I_{_{\partial A}} + I_{_{\partial B}} + I_{_{\partial C}}},$$
(7)

где $I_{\partial \max}$ и $I_{\partial \min}$ – соответственно максимальное и минимальное действующие значения сетевых фазных токов.

Исключив функционирование предложенного источника питания (размыканием переключателя S_5), были вычислены для сравнения в тех же режимах действующие значения сетевых фазных токов $I'_{A\partial}, I'_{B\partial}, I'_{C\partial}$ и тока нейтрали $I'_{N\partial}$, а также коэффициента K'_{u} несимметрии сетевых токов.

Принимая во внимание упрощенную (не учитывающую влияние несинусоидальной формы сетевых токов) зависимость для нахождения активных потерь мощность в четырехпроводной сети:

$$\Delta P_{\Sigma} = R_{\phi} (I_{A\partial}^2 + I_{B\partial}^2 + I_{C\partial}^2) + R_N I_{N\partial}^2, \qquad (8)$$

рассчитаем значение коэффициента снижения потерь мощности *К* в трехфазной питающей сети в виде:

$$K_{c} = \frac{I_{A\partial}^{2} + I_{B\partial}^{2} + I_{C\partial}^{2} + \xi I_{N\partial}^{2}}{(I_{A\partial}^{\prime})^{2} + (I_{B\partial}^{\prime})^{2} + (I_{C\partial}^{\prime})^{2} + \xi (I_{N\partial}^{\prime})^{2}}, \quad (9)$$

достигаемое за счет применения предложенного ис-



Рис. 2. Временные диаграммы, соответствующие изменению (увеличению) в 5 раз сопротивления одной из фаз трехфазной нагрузки



Рис.3. Временные диаграммы, соответствующие обрыву одной из фаз трехфазной нагрузки



Рис. 4. Временные диаграммы, соответствующие трехфазной нулевой схеме ТППТ

точника электропитания, где: R_{ϕ} и R_N – активные сопротивления фазы и нейтрали сети соответственно; $\xi = R_N / R_{\phi}$ – отношение между активными сопротивлениями фазного и нейтрального проводов сети.

Для параметров нагрузок из табл. 1 рассчитаны при варьировании отношения ξ значения коэффициента снижения потерь мощности K_c , которые показаны на графике на рис. 5 (1 – при увеличении в 5 раз сопротивления одной из фаз трехфазной нагрузки; 2 – при обрыве одной из фаз трехфазной нагрузки; 3 – для трехфазной нулевой схемы ТППТ). В табл. 2 приведены рассчитанные численные значения: действующих сетевых токов и токов в нейтрале, коэффициентов несимметрии K_{μ} и K'_{μ} , коэффициента снижения потерь мощности, – для рассмотренных нагрузок без использования и с использованием предложенного источника электропитания.

Выводы

1. За счет применения предложенного источника электропитания для несимметричной (или содержащей нулевую составляющую тока) трехфазной нагруз-



Рис. 5. Зависимость коэффициента снижения потерь *K*_c от соотношения ξ

ки, снабженной нейтральным выводом, во-первых, практически исключается протекание ненулевого тока в нейтрали трехфазной четырехпроводной сети переменного напряжения, и, во-вторых, симметрируются действующие значения сетевых токов указанной сети.

Таблица 1. Параметры исследуемых схем

Наименование	$U_{\scriptscriptstyle A}, U_{\scriptscriptstyle B}, U_{\scriptscriptstyle C}$	R_1	$R_{2} - R_{5}$	R_6	L_1	L_2	С	h
Размерность	В (эфф.)	Ом	Ом	Ом	мГн	мГн	мкФ	А
Значение	220	20; 40; 60; 80	20	350	1	10	5500	0,5

	Без источника электропитания			Коэф- фи-	С источником электропитания				Коэф- фи-	Коэф- фициент	
Вид несим- метрии нагрузки	$I'_{\Sigma A \partial}$	Ι' _{Σ Β∂}	$I'_{\Sigma C \partial}$	$I'_{\Sigma N \partial}$	циент несим- мет- рии, <i>K</i> ' _{<i>н</i>}	$I_{\Sigma A \partial}$	Ι _{ΣΒ∂}	$I_{\Sigma C \partial}$	$I_{\Sigma N \partial}$	циент несим- мет- рии, <i>K</i> _н	снижения потерь (для $\xi = 1,5$), K_c
Увеличение											
сопро-											
тивления											
одной фазы											
нагрузки:											
– в 2 раза;	5,49	10,96	10,96	5,47	0,299	10,49	11,24	11,34	0,5	0,039	1,159
– в 3 раза;	3,66	10,96	10,96	7,3	0,43	10,4	10,3	11,5	0,5	0,056	1,04
– в 4 раза;	2,75	10,96	10,96	8,2	0,499	10,36	11,32	11,58	0,5	0,055	1,06
– в 5 раз.	2,2	10,96	10,96	8,76	0,545	10,34	10,34	11,64	0,48	0,06	0,971
Обрыв											
одной фазы	1,602	12,66	10,95	12,53	0,658	10,22	11,41	11,99	0,45	0,079	0,7307
нагрузки											
Нулевая схема ТППТ	6,02	6,02	6,01	10,41	0,001	8,06	8,05	8,04	1,27	0,001	0,7254

Таблица 2. Результаты расчетов

2. Это, в свою очередь, уменьшает (от нуля до 27 % согласно табл. 2) электрические потери в трехфазной четырехпроводной питающей сети (за счет симметрирования ее фазных токов и исключения протекания тока в нейтрали сети) и позволяет снизить (при питании от данной сети трехфазного ТППТ, выполненного по нулевой схеме) габариты и стоимость применяемого силового трансформатора (за счет исключения протекания постоянных составляющих токов в его вторичных обмотках, уменьшив этим требуемые габариты магнитопровода указанного трансформатора).

3. Наряду с отмеченными преимуществами, недостатком предложенного источника электропитания является необходимость установки в нем нагрузочного резистора R_6 (служащего для рассеивания энергии, поступающей с реактора L_2 при закрывании силовых ключей V_{10} и V_{11}). Другой недостаток предложенного источника электропитания связан с искажением от синусоидальной формы потребляемых сетевых токов, а также (согласно табл. 2 и рис. 5) – привносимыми потерями мощности в питающую сеть ($K_c > 1$) при незначительной асимметрии (менее, чем 1:4) сопротивлений фаз трехфазной нагрузки.

4. Представляет практический и научный интерес дальнейшее совершенствование предложенного источника электропитания, и, в частности, – целесообразно провести исследование его функционирования при замене в нем неуправляемого выпрямителя на активный выпрямитель.

Перечень ссылок

- Милях А. Н. Схемы симметрирования однофазных нагрузок в трехфазных цепях / А. Н. Милях, А. К. Шидловский, В. Г. Кузнецов. – К. : Наук. думка, 1973. – 220 с. – Библиогр. : с. 209–217. – 1300 экз.
- Волков В. А. Симметрирование сетевых токов трехфазной несимметричной нагрузки посредством активного фильтра / В. А. Волков // Разра-

ботка рудных месторождений. – 2008. – № 92. – С. 172–176.

- Колб А. А. Силовые активные компенсаторы в системе группового питания электроприводов / А. А. Колб // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету. – Вип. 3 (44). – Ч. 2. – Кременчук : КДПУ, 2007. – С. 44–48.
- А. с. № 283390 СССР, МПК Н 02 Ј 3/26. Способ симметрирования при неполнофазных режимах в электрических системах с заземленной нейтралью / Д. В. Тимофеев, Р. П. Бирюкова (СССР). – Опубл. 15.07.70, Бюл. № 31. – 1 с.
- Пат. 26699 Российская Федерация, МПК⁷ Н 02 Ј 3/26. Устройство для симметрирования токов и напряжений в трехфазной сети с нулевым проводом и саморегулируемой индуктивностью / Г. В. Лукина, И. В. Наумов, А. А. Лукин и др.; заявитель и патентообладатель Иркутская государственная сельскохозяйственная академия. – № 2001130410/09; заявл. 09.11.01; опубл. 27.07.03. – 3 с.: ил.
- Пат. 61063 Российская Федерация, МПК⁶ Н 02 Ј 3/26. Симметрирующее устройство для трехфазной четырехпроводной сети с регулируемыми параметрами / Д. А. Иванов, Н. В. Наумов, Д. А. Шпак и др.; заявитель и патентообладатель Иркутская государственная сельско-хозяйственная академия. – № 2006110751/22; заявл. 03.04.06; опубл. 10.02.07. – 3 с.: ил.
- Заявка 2001130410 Российская Федерация, МПК⁷ Н 02 Ј 3/26. Устройство для симметрирования токов и напряжений в трехфазной сети с нулевым проводом / Наумов Н. В., Лукина Г. В., Лукин А. А. и др. (Российская Федерация); заявитель Иркутская государственная сельско-хозяйственная академия. № 2001130410/09; заявл. 09.11.01; опубл. 27.07.03. – 3 с.: ил.

Поступила в редакцию 28. 12.08 г.

Запропонована й досліджена схема джерела електроживлення, що знижує струм у нейтралі трифазної мережі змінної напруги.

The scheme of power supply source reducing current in neutral terminal of a three-phase alternating voltage grid is offered and investigated.

Авдеев И. В. кандидат технических наук, Запорожский национальный технический университет

Андриенко П. Д. доктор технических наук, ОАО НИИ «Преобразователь»

Антонов Н. Л. старший преподаватель, Запорожский национальный технический университет

Афанасьева И. О. ассистент, Запорожский национальный технический университет

Близняков А. В. кандидат технических наук, Запорожский национальный технический университет

Волков А. В. доктор технических наук, Запорожский национальный технический университет

Волков В. А. аспирант, Запорожский национальный технический университет

Голянчук Ю. В. студент, Запорожский национальный технический университет

Даус Ю. В. ассистент, Запорожский национальный технический университет

Жуйков Н. В. аспирант, Криворожский технический университет

Заболотный А. П. кандидат технических наук, Запорожский национальный технический университет

Кальмус Д. О. ассистент, Криворожский технический университет

Канов Л. Н. кандидат технических наук, Севастопольский национальный технический университет *Каплиенко А. О.* ассистент, Запорожский национальный технический университет

Кольсун В. А. ассистент, Криворожский технический университет

Кораблев В. М. кандидат технических наук, Запорожский национальный технический университет

Корнус Т. М. старший преподаватель, Запорожский национальный технический университет

Лучко А. Р. кандидат технических наук, Запорожский национальный технический университет

Макурин А. В. аспирант, Донбасский государственный технический университет

Немудрый И. Ю. аспирант, Запорожский национальный технический университет

Орловский И. А. кандидат технических наук, Запорожский национальный технический университет

Попова Т. В. доцент, Запорожский национальный технический университет

Синолиций А. Ф. доктор технических наук, Криворожский технический университет

Скалько Ю. С. аспирант, Запорожский национальный технический университет

Тиховод С. М. кандидат технических наук, Запорожский национальный технический университет *Шило С. И.*

ассистент, 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. Електромеханотроніка та електротранспорт.

1.6.1. Електричні машини й трансформатори.

1.6.1.1. Електричні машини (загальні проблеми, машини постійного та змінного струму, спеціальні).

1.6.1.2. Трансформатори та електричні реактори.

1.6.1.3. Електротехнічне обладнання спеціального призначення (термоядерних установок, прискорювачів, лазерів).

1.6.2. Електричні апарати високої та низької напруги. 1.6.3. Силова перетворювальна техніка (силові вентилі; 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 будування електричної частини. Техніко-економічні розрахунки, схеми електричної частини, розподільчі пристрої й компонування; вибір монтажу, нормальні експлуатаційні режими. Ремонт та обслуговування, власні потреби; аварії, короткі замкнення та спеціальні режими; рухомі електричні станції й підстанції, установки аварійного та гарантованого живлення; повітряні електричні мережі та лінії електропередачі, їхні основні характеристики й параметри, конструктивні рішення, проектування й розрахунок, основні конструктивні елементи; будівництво і монтаж, експлуатація; кабельні електричні мережі та лінії, основні характеристики й параметри, проектування та розрахунки, основні та допоміжні конструктивні елементи, спорудження кабельних ліній, мереж, 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 домів та споруд, проектування й експлуатація, електропостачання галузей промисловості, житлових та громадських споруд, електромонтажні роботи, вироби, матеріали.

 2.3. Традиційні, нетрадиційні й альтернативні джерела електроенергії.

3. Критичні матеріали: статті, відзиви, рецензії, погляди і т. д. стосовно окремих публікацій за різними аспектами досліджень, вироблення, споживання, перетворення і т. д. електрики та електроенергії; перспективні задачі, вибір напрямів у дослідженнях, розробках, застосуванні електрики, захисті електричних пристроїв та систем, охороні праці та навколишнього середовища; матеріали з різними підходами та поглядами відносно методики розрахунку, конструювання, оцінки економічної ефективності електричних пристроїв та систем; статті та погляди різних авторів відносно термінології, визначень, державних стандартів, норм і т. і., які стосуються електрики та її використання. 4. Рекламна інформація про електротехнічні вироби, які випускаються вітчизняними та зарубіжними підприємствами.

Редакція сподівається на активну участь кореспондентів (авторів) у кожному виданні. В теперішній час журнал видається два рази на рік. Зі збільшенням потоку статей періодичність виходу журналу буде збільшуватись (до 3-4 номерів на рік).

ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ

На початку статті автори обов'язково пояснюють актуальність досліджуваних питань та об'єктивно викладають їх існуючий стан (у тому числі з посиланням на джерела, видані не пізніше п'яти років тому), а також формулюють мету статті. У змісті статті лаконічно та доведено наводяться використані авторами припущення, методи, підходи та сутність одержаних наукових результатів, доводиться їхня достовірність. У висновках коротко формулюються найважливіші наукові результати та положення, одержані у статті.

Статті приймаються підготовленими у редакторі Word for Windows (v.6 і вище).

- Параметри сторінки:
- розмір сторінки А4 (210х297);
- орієнтація книжна;
- шрифт Times New Roman Cyr, розмір 12pt;
- міжрядковий інтервал 1,5;
- поля 20мм.

Структура статті

Послідовність розміщення матеріалу статті: індекс УДК, прізвище та ініціали автора(ів), назва статті, науковий ступінь, повна назва установи, в якій працює автор, місто, анотація трьома мовами: російською, українською та англійською, текст статті, перелік посилань. Рукопис статті має бути підписаний всіма авторами. Наявність анотації обов'язкова.

Текст статті: приймаються статті російською, українською і англійською мовами. Розмір статті складає (4–14) сторінок (у тому числі, не більше 5 рисунків).

У статті необхідно уникати зайвої деталізації, проміжних формул і висновків, громіздких математичних виразів; не слід наводити відомі факти, повторювати зміст таблиць і ілюстрацій у тексті. Текст статті не повинен мати рукописних виправлень і позначок. Стаття не повинна вміщувати граматичних або інших помилок, а також - повинна відповідати тематиці журналу «Електротехніка та електроенергетика» й вимогам ВАК щодо фахових видань.

Анотація

Об'єм анотації не повинен перевищувати 40 слів. Ілюстрації

Ілюстрації подають на окремих листах та у окремих файлах (формат .TIF з роздільною здатністю не менш 200 dpi, двоколірні або напівколірні (у градаціях сірого), .PCX, .BMP). Ілюстрації нумерують та підписують унизу. Якщо ілюстрації вставлено у документ Word, подать окремі файли з ними. Мінімальний розмір фотографій 6х5 см.

ВИКОНАННЯ ІЛЮСТРАЦІЙ РЕДАКТОРОМ МІСROSOFT 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:

$$Z(\Theta_{\sim}) = 10 \log\left(\frac{\overline{y}^2}{s^2}\right)$$
(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, е-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, корректура та відбитки статей авторам не надсилаються. Редакція залишає за собою право на літературну редакцію та скорочення тексту статті без повідомлення авторові.

<u>СТАТТІ, ЯКІНЕ ЗАДОВОЛЬНЯЮТЬ ВКАЗАНИМ ВИ-</u> МОГАМ, НЕ РОЗГЛЯДАЮТЬСЯ.

Адреса редакції: 69063, м. Запоріжжя, вул. Жуковського, 64, ЗНТУ, редакція журналу.

Тел.: (061) 7-698-296 – редакційно-видавничий відділ. E-mail: rvv@zntu.edu.ua

Наукове видання

Електротехніка та електроенергетика №1/2009

науковий журнал

Головний редактор д.т.н., професор Заст. гол. редактора

к.т.н., доцент

Волков О. В. Байша О. І.

Оригінал-макет підготовлено у редакційно-видавничому відділі ЗНТУ

Комп'ютерна верстка Редактор англійських текстів Рибалка I. С. Войтенко С. В.

Підписано до друку 03.02.2009. формат 60×84/8, 10,2 др. арк. Тираж 300 прим. Зам. № 151 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