Запорізький національний технічний університет



ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА

НАУКОВИЙ ЖУРНАЛ

Виходить двічі на рік

№ 2′2013

Заснований у травні 1999 року.

Засновник і видавець: Запорізький національний технічний університет

Запоріжжя ЗНТУ 2013

ISSN 1607-6761

Постановою президії ВАК України №1-05/1 від 10.02.2010 р. журнал «Електротехніка та електроенергетика» (скорочена назва – E&E), який видається з 1999 року, включений до переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата технічних наук.

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

Журнал реферується або індексується міжнародними базами INSPEC, Index Copernicus, EBSCO, Google Scholar, ULRICH'S, РИНЦ. Електронна копія журналу розміщена на сайті Національної бібліотеки України імені В. І. Вернадського НАН України у розділі «Наукова періодика України» за адресою: http://nbuv.gov.ua/portal/.

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

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

- 1. Електротехніка.
- 2. Електроенергетика.

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ

Головний редактор д-р техн.наук Орловський І. А. Заст. гол. редактора канд. техн. наук Тиховод С. М.

Члени редколегії:

д-р техн. наук Савін Л. О., Росія, <u>д-р техн. наук Урбаняк В., Польща,</u> <u>д-р техн. наук Франк Паліс, Германія,</u> <u>д-р техн. наук Чунашвілі Б. М., Грузія,</u> <u>д-р техн. наук Андрієнко П. Д., Україна,</u> <u>д-р техн. наук Биковський О. Г., Україна,</u> <u>д-р техн. наук Зіновкін В. В., Україна,</u> <u>д-р техн. наук Кириленко О. В., Україна,</u> <u>д-р техн. наук Клепіков В. Б., Україна,</u> д-р фіз.-мат. наук Корніч Г. В., Україна, канд. техн. наук Метельський В. П., Україна, д-р фіз.-мат. наук Онуфрієнко В. М., Україна, д-р техн. наук Пересада С. М., Україна, д-р техн. наук Півняк Г. Г., Україна, д-р техн. наук Піза Д. М., Україна, д-р техн. наук Потапенко Є. М., Україна, д-р техн. наук Пуйло Г. В., Україна, канд. техн. наук Яримбаш С. Т., Україна.

Рекомендовано до видання Вченою радою Запорізького національного технічного університету, протокол № 5 від 03.02.2014 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

© Запорізький національний технічний університет, 2013

3MICT

Ι ΕЛΕΚΤΡΟΤΕΧΗΙΚΑ

Милых В. И., Полякова Н. В. АНАЛИЗ ГАРМОНИЧЕСКОГО СОСТАВА ПЕРЕМЕННОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ, СВЯЗАННОГО С ВРАЩАЮЩИМСЯ РОТОРОМ ТУРБОГЕНЕРАТОРА, В РЕЖИМАХ ХОЛОСТОГО ХОДА И КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ	5
Китаев А. В., Агбомассу В. Л., Глухова В. И. СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН	14
Ярымбаш Д. С., Олейников А. М. АНАЛИЗ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ КОНСТРУКЦИИ ТОРЦЕВЫХ СОЕДИНЕНИЙ БОКОВЫХ ШИННЫХ ПАКЕТОВ И ТОКОПОДВОДОВ ПЕЧЕЙ ГРАФИТАЦИИ	26
Сінолиций А. П., Кольсун В. А., Козлов В. С. Р-Q ТЕОРІЯ МИТТЄВОЇ ПОТУЖНОСТІ ДЛЯ ПРИСТРОЇВ АКТИВНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ. ОБМЕЖЕННЯ ЗАСТОСУВАННЯ	34
Верещаго Е. Н., Костюченко В. И. МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ДУГИ В МАТLАВ / SIMULINK	40
Остренко В. С., Критська Т. В. ВИЗНАЧЕННЯ ТЕМПЕРАТУРИ ІGBT МОДУЛЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ ПРИ ПУСКУ АСИНХРОНОГО ДВИГУНА	47
Орловський І. А., Крат О. І., Зав'язун П. П., Бірюков Ю. С. ЛАБОРАТОРНИЙ СТЕНД КЕРУВАННЯ МАНІПУЛЯТОРОМ М10П ВІД SCADA СИСТЕМИ TRACE MODE	54
Ершов А. В., Зеленина Е. А. ВЛИЯНИЕ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ПРОВОДНИКА НА ТЕЧЕНИЕ МЕТАЛЛА НА ТОРЦЕ ПРОВОЛОКИ В ДУГОВОМ РАЗРЯДЕ	62
Кулагін Д. О. СПОСІБ АПРОКСИМАЦІЇ КРИВОЇ НАМАГНІЧУВАННЯ ТЯГОВОГО АСИНХРОННОГО ДВИГУНА	66

II ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА

CONTENTS

I ELECTROTECHNICS

Milykh V. I., Polyakova N. V. ANALYSIS OF HARMONIC COMPOSITION OF THE ALTERNATING MAGNETIC FIELD ASSOCIATED WITH THE ROTATING ROTOR OF TURBOGENERATOR IN THE NO-LOAD AND SHORT-CIRCUITS MODES	5
Кітаеv A., Agbomassou V., Glukhova V. SCHEMES OF ELECTRIC MACHINES REPLACEMENT1	4
Yarymbash D. S., Olejnikov O. M. ANALYSIS OF ENERGY EFFICIENCY OF BUTT END CONNECTIONS CONSTRUCTION OF SIDE BUS PACKAGES AND CURRENT FEEDERS OF GRAPHITIZATION FURNACE	26
Sinolitsyy A. F., Kolsun V. A., Kozlov V. S. IRP P-Q THEORY FOR ACTIVE POWER FILTERS. LIMITATION OF APPLICATION	4
Vereschaho E. M., Kostyuchenko V. I. THE MODEL OF ELECTRIC ARC IN MATLAB / SIMULINK4	-0
Ostrenko V. S., Kritska T. V. TEMPERATURE CALCULATION OF IGBT MODULE FREQUENCY CONVERTOR AT START OF INDUCTION MOTOR4	 .7
Orlovskyi I. A., Krat A. I., Zavyazun P. P., Biryukov Y. S. LABORATORY BENCH MANIPULATOR CONTROL M10P FROM SCADA SYSTEM TRACE MODE5	54
Yershov A., Zelenina E. INFLUENCE OF THE MAGNETIC FIELD OF THE CONDUCTOR ON THE METAL CURRENT AT THE WIRE END FACE IN THE ARC DISCHARGE	52
Kulagin D. METHOD OF APPROXIMATION OF ASYNCHRONOUS TRACTION MOTOR MAGNETIZATION CURVE6	6

II ELECTROENERGETICS

Ι. ΕЛΕΚΤΡΟΤΕΧΗΙΚΑ

УДК 621.313

Милых В. И.¹, Полякова Н. В.²

¹Д-р техн. наук, проф., зав. кафедрою, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», Украина, E-mail: mvikpi@kpi.kharkov.ua ²Ассистент, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», Украина

АНАЛИЗ ГАРМОНИЧЕСКОГО СОСТАВА ПЕРЕМЕННОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ, СВЯЗАННОГО С ВРАЩАЮЩИМСЯ РОТОРОМ ТУРБОГЕНЕРАТОРА, В РЕЖИМАХ ХОЛОСТОГО ХОДА И КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ

Представлен численно-полевой метод расчета переменной составляющей магнитного поля на поверхности вращающегося ротора турбогенератора. Он основан на многопозиционных расчетах магнитного поля с поворотами ротора и изменениями токов в обмотке статора. В фиксированных точках поверхности выделяется переменная составляющая магнитной индукции и для ее временной функции выполнен гармонический анализ. Разработанный метод универсален с точки зрения режимов возбуждения, конструкции и насыщения магнитопровода. Теоретические основы апробированы расчетными исследованиями в режимах холостого хода и короткого замыкания турбогенератора.

Ключевые слова: турбогенератор, ротор, переменная составляющая магнитного поля, численно-полевой расчет, гармонический анализ, холостой ход, короткое замыкание.

введение

В синхронных машинах, в том числе и турбогенераторах (ТГ), на основное магнитное поле, являющееся постоянным относительно вращающегося ротора, накладываются переменные магнитные поля, возникающие по разным причинам [1–3]. Это приводит к дополнительным потерям мощности, которые локализуются на поверхности массивного ротора.

При расчетах ТГ [2] рассматриваются три вида потерь на поверхности бочки ротора: 1) потери от высших гармоник магнитного поля обмотки статора при коротком замыкании (КЗ); 2) потери от зубцовых гармоник обмотки статора при КЗ; 3) потери от зубчатости статора при холостом ходе (ХХ).

В основу расчетов поверхностных потерь ротора в теории синхронных машин [1, 2] положена переменная составляющая магнитной индукции (ПСМИ). Ее расчеты базируются на простейших одномерных моделях магнитного поля в развернутом зазоре при весьма условном учете насыщения магнитопровода и с использованием условных ступенчатых координатных функций магнитодвижущей силы обмотки статора. Кроме того, сердечник ротора считается гладким и по всей его поверхности характер временных изменений ПСМИ считается неизменным, магнитные поля ротора и статора рассматриваются отдельно.

Таким способом выявляется принципиальная суть наличия переменных магнитных полей на поверхности ротора ТГ, но быть уверенным в достоверности числовых значений соответствующих величин не приходится ввиду наличия отмеченных и прочих серьезных допущений.

© Милых В. И., Полякова Н. В., 2013

Отказаться от ряда допущений, серьезно влияющих на результаты расчета магнитных полей и их гармонического анализа в условиях электрических машин практически любых типов, позволяют численные методы расчета этих полей в сочетании с современным компьютерным программным обеспечением. Это уже было показано в [4, 5] при проведении гармонического анализа магнитного потокосцепления и ЭДС обмотки статора ТГ. Продолжением этих исследований, но уже применительно к ПСМИ на поверхности вращающегося ротора ТГ, является решаемая здесь задача.

постановка задачи

Целью работы является разработка метода численно-полевого расчета и гармонического анализа временных функций ПСМИ на поверхности вращающегося ротора ТГ и представление соответствующего практического расчетного анализа на примере крупного ТГ.

Для расчетов взят ТГ [3, 5] с номинальными данными: активная мощность – 200 МВт; фазное напряжение $U_{sN} = 9093$ В; фазный ток $I_{sN} = 10135$ А; коэффициент мощности – 0,85; частота $f_s = 50$ Гц. Его число фаз $m_s = 3$; число пар полюсов p=1; активная длина – 5,286 м; немагнитный зазор – 0,1 м; диаметр ротора – 1,075 м; относительное укорочение обмотки статора – 0,8; числа последовательных витков фазной обмотки статора – 10, обмотки ротора – 180.

Особенностью этого ТГ является относительно небольшое число зубцов статора: $Q_s = 30$, благодаря чему расчеты оказываются более наглядными ввиду явно выраженных зубцовых гармоник ПСМИ. Расчетная модель электромагнитной системы представленного ТГ показана на рис. 1. Здесь в поперечном сечении обозначены: фазные зоны обмотки статора A-A', B-B' и C-C', выделенные различной тональностью; r, α – полярная система координат; d – продольная ось ротора. Показаны также обозначения и направления тока обмотки возбуждения I_f и мгновенных фазных токов обмотки статора i_A, i_B, i_C , соответствующие режиму номинальной нагрузки.

Принцип расчета переменного магнитного поля, связанного с вращающимся ротором ТГ, не зависит от режима его возбуждения и основывается на многопозиционных численных расчетах квазистационарного магнитного поля. При этом основным допущением является то, что реакция вихревых токов в сердечнике ротора на переменное магнитное поле не учитывается.

В поперечном сечении ТГ квазистационарное магнитное поле описывается известным дифференциальным уравнением [6]

$$\operatorname{rot}\left[\frac{1}{\mu}\operatorname{rot}\left(\vec{k}\ A_{z}\right)\right] = \vec{k}\ J_{z}\ ,\qquad(1)$$

где μ – магнитная проницаемость; A_z , J_z – аксиальные составляющие векторного магнитного потенциала (ВМП) и плотности тока; \vec{k} – орт по аксиальной оси *z*.

На границе области расчета – внешней поверхности сердечника статора принималось граничное условие Дирихле $A_z = 0$. Численный расчет магнитного поля проводится методом конечных элементов по общедоступной программе FEMM [7].

Для выделения временных функций ПСМИ $B_t(t)$ на поверхности ротора, обеспечивается его вращение (со своим магнитным полем) с угловой скоростью Ω синхронно с полем трехфазной обмотки статора.



Рис. 1. Расчетная модель турбогенератора

Непрерывная временная функция $B_t(t)$ заменяется дискретной

$$B_t(t_k), k = 1, 2, ..., K_{\min},$$
 (2)

где K_{\min} – минимальное число позиций ротора, позволяющее сформировать конкретные временные функции ПСМИ на их периоде изменения.

Заданному временному ряду с шагом Δt

$$t_k = \Delta t (k-1); \ k = 1, 2, ..., K_{\min},$$
 (3)

соответствует ряд угловых позиций ротора

$$\alpha_k = \Delta \alpha (k-1); \ k = 1, 2, ..., K_{\min},$$
 (4)

с шагом $\Delta \alpha = \Omega \cdot \Delta t$.

Синхронные повороты магнитного поля статора обеспечиваются вычислением фазных токов обмотки статора в те же моменты времени t_k (3)

$$i_{A} = I_{m} \cos(\omega t_{k} + \beta) ; i_{B} = I_{m} \cos(\omega t_{k} - \frac{2}{3}\pi + \beta) ;$$
$$i_{C} = I_{m} \cos(\omega t_{k} + \frac{2}{3}\pi + \beta),$$
(5)

где $I_m = \sqrt{2}I_s$ – их амплитуда; I_s – действующее значение фазного тока; $\omega = 2\pi f_s$ – угловая частота; β – угловое смещение оси, по которой в конкретно рассматриваемом режиме возбуждения ТГ должна действовать МДС трехфазной обмотки статора, по отношению к продольной оси ротора d.

Повороты ротора (4), изменения токов в обмотке статора (5) и сбор информации после расчета магнитного поля в каждой конкретной позиции при работе программы FEMM осуществлялись автоматически при посредстве управляющей программы, написанной на алгоритмическом языке Lua.

Программа FEMM дает полные значения магнитной индукции, содержащие в себе как постоянную, так и переменную составляющие. Так для любой заданной точки на поверхности ротора, вращающейся вместе с ним, формируется массив полных значений магнитной индукции

$$B(t_k), k = 1, 2, ..., K_{\min}.$$
 (6)

Из этих значений выделяется ПСМИ и получается в виде числового массива соответствующая дискретная временная функция для конкретной точки:

$$B_t(t_k) = B(t_k) - B_{av}, \ k = 1, 2, ..., K_{\min},$$
(7)

где среднее полное значение магнитной индукции для данной точки

$$B_{av} = \frac{1}{K_{\min}} \sum_{k=1}^{K_{\min}} B_k.$$
 (8)

Расчетный анализ ПСМИ в режиме XX проводился при токе возбуждения I_f , составляющем 826,8 A и обеспечивающем номинальное напряжение U_{sN} .

При расчетах, в первую очередь, возникла задача выявления необходимого уровня дискретизации расчетной области конечно-элементной структурой.

Для выявления устойчивости расчетов ПСМИ, сначала они были проведены при повороте ротора в пределах пяти зубцовых делений статора – для режима XX это избыточный интервал времени (он станет достаточным для периода изменения ПСМИ в режиме возбуждения от обмотки статора).

При конкретных расчетах на расстоянии 2 мм от поверхности ротора задан ряд точек, которые показаны и пронумерованы на рис. 2. Здесь ротор, как и на рис.1, находится в исходной позиции при t = 0 и $\alpha = 0$.

Расчеты проводились при разных уровнях дискретизации области расчета конечно-элементной структурой. При грубой структуре – относительно больших размерах треугольников, значения ПСМИ были визуально нестабильны. Так в средней части большого зуба устойчивые графики временных функций стали получаться при уровне дискретизации в области зубцовой зоны ротора, показанном на рис. 3 фрагментом между краями большого (*b*) и обычного (*c*) зубцов. На участках *a*, *b*, *c* и *d* размеры сторон треугольников ограничены рядом 2–2–8–8 мм.



Рис. 2. Распределение точек наблюдения на поверхности ротора



Рис. 3. Фрагмент области расчета с относительно грубой конечно-элементной структурой

В зонах, удаленных от точек наблюдения, треугольники имели большие размеры – всего в области расчета (рис. 1) оказалось 52025 узлов и 103768 треугольников. Расчет магнитного поля в одной позиции ротора с учетом насыщения магнитопровода по программе FEMM на компьютере среднего уровня (2,8 ГГц) длился 1 мин 40 с.

При расчетах угол поворота ротора $\Delta \alpha$ между фиксированными позициями выбран довольно малым и составлял 0,5°, чем обеспечивалась достаточная детализация временных функций ПСМИ. Таким образом, в пределах поворота ротора на пять зубцовых делений статора, т.е. на 60°, число расчетных точек составило 121, а временной шаг Δt оказался равным 1/720 периода вращения ротора *T*.

Магнитное поле обмотки ротора, рассчитанное для момента времени t_k после его поворота на 12°, показано на рис. 4 линями равного ВМП при его нормировке указанным максимальным значением $A_{\text{мах}}$.

В качестве ПСМИ анализировалась сформированная на основе (7) радиальная пространственная составляющая магнитной индукции, которая, по сути, является нормальной составляющей к дуге поверхности ротора, т. е. это временная функция

$$B_{rt}(t_k)$$
; $k = 1, 2, ..., K_{\min}$. (9)

Графики функции (9) даны на рис. 5 в интервале времени поворота ротора на упомянутые уже 60°. Эти графики соответствуют точкам в средней части большого зуба с указанными на рис. 2 номерами. В целом представленные временные функции ПСМИ достаточно стабильны с очевидной периодической структурой, хотя есть и некоторая относительно небольшая локальная неустойчивость, что можно связать с дискретностью конечно-элементной структуры. Она перестраивается программой FEMM при переходе от одной позиции в следующую автоматически.



Рис. 4. Картина магнитного поля ТГ в режиме XX при повернутом роторе на угол $\alpha = 12^{\circ}$ ($A_{max} = 0,4753$ Bб/м)





В теории ТГ [2] для колебаний магнитного потока от зубчатости статора при XX учитываются лишь первые зубцовые гармоники порядка

$$v_{Qs} = \frac{Q_s}{p} \pm 1, \tag{10}$$

а частота колебаний ПСМИ

$$f_{Qs} = \frac{f_s Q_s}{p} \,. \tag{11}$$

Этому соответствует представленный на рис. 5 колебательный процесс, где имеется явно выраженная зубцовая (по сердечнику статора) ПСМИ. Период изменения ПСМИ в режиме XX T_{Qs} соответствует повороту ротора на одно зубцовое деление статора и, значит, частоте f_{Qs} (11), т.е. $T_{Qs} = T/Q_s$. На рис. 5 время дано в относительных единицах (о.е.), оно захватывает пять периодов T_{Qs} .

Относительная «гладкость» функций ПСМИ в пределах большого зуба ротора (рис. 5) нарушается на поверхности обычных зубцов. Об этом свидетельствуют графики на рис. 6, аналогичные графикам на рис. 5, но соответствующие теперь точкам 10 и 11, указанным на рис. 2. Здесь попрежнему угадываются наличие и периодичность временных функций ПСМИ, но всю картину портят сильные пульсации, вызванные упоминавшейся уже дискретностью изменяющейся конечно-элементной структуры.

Для уменьшения «стихийных» пульсаций ПСМИ была использована более детализированная конечноэлементная структура, которая показана на рис. 7 для той же зоны, что и на рис. 3. Здесь на участках *a*, *b*, *c* и *d* размеры сторон треугольников ограничены до 1–2–1–4 мм. Всего на область расчета пришлось 132675 узлов и 265068 треугольников, а расчет магнитного поля в одной позиции длился уже 8,5 мин.

Результаты расчета ПСМИ для указанных конкретных точек в расширенном составе представлены на рис. 8 и рис. 9, но уже для большей наглядности формы графиков – в пределах одного периода T_{Qs} .

Из рис. 8 очевидно, что функции ПСМИ для точек 3, 5 и 7 в пределах средней части большого зуба сохранили свой характер, как и на рис. 5 – относительные гладкость и стабильность при некоторых пульсациях. Для точек 1 и 9 на краю большого зуба «стихийные» пульсации более



Рис. 6. Временные функции ПСМИ в режиме XX на поверхности обычных зубцов ротора



Рис. 7. Фрагмент области расчета с уточненной конечноэлементной структурой



Рис. 8. Временные функции ПСМИ при XX на периоде их изменения на поверхности большого зуба ротора

выражены, вероятно, из-за увеличенных изменений в перестраиваемой конечно-элементной структуре.

Ситуация для ПСМИ на поверхности обычных зубцов по сравнению с рис. 6 улучшилась, что видно из рис. 9, однако результаты расчетов еще нельзя признать вполне удовлетворительными, особенно для точек 14 и 15, в которых уровень ПСМИ весьма мал и пульсации накладывают серьезную погрешность.

Средние значения магнитной индукции (8) и максимальные значения $B_{rt \max}$ ее переменной составляющей (9) для рассмотренных точек даны в табл. 1. Очевидна разнообразность этих значений в зависимости от места расположения на поверхности ротора.



Рис. 9. Временные функции ПСМИ в пределах периода их изменения в режиме XX в на поверхности обычных зубцов ротора

Таблица 1. Средние значения магнитной индукции и максимальные значения ПСМИ по указанным точкам

No morrier		XX	КЗ		
л≌ точки	<i>В</i> _{<i>av</i>} , Тл	<i>B_{r t max}</i> , мТл	<i>B</i> _{av} , Тл	<i>B_{rt max}</i> , мТл	
1	1,002	2,80	0,738	20,14	
2	0,844	2,81	0,727	17,77	
3	0,835	2,88	0,758	16,18	
4	0,834	2,87	0,778	15,24	
5	0,834	2,88	0,785	13,39	
6	0,834	2,91	0,778	13,48	
7	0,835	2,86	0,758	15,02	
8	0,845	2,83	0,727	16,16	
9	1,001	3,09	0,737	19,64	
10	0,741	2,61	0,642	17,61	
11	0,740	2,87	0,642	17,16	
12	0,460	1,26	0,437	16,88	
13	0,460	1,36	0,436	16,05	
14	0,175	0,68	0,176	16,49	
15	0,175	1,04	0,172	12,36	

В принципе, результаты для ПСМИ получены и проблема их численного расчет выявлена. При необходимости – для улучшения точности расчетов можно продолжить эксперименты, если предпринимаемые затраты времени будут адекватны результативности проводимых исследований.

Расчетный анализ ПСМИ в режиме КЗ проводился при токе обмотки статора I_s , обеспечивающем номинальное напряжение U_{sN} при отсутствии тока в обмотке ротора. Конкретно этот ток составил 5857 А, что заметно меньше номинального значения. При задании мгновенных токов по (5) принято $\beta = 0$, благодаря чему магнитное поле обмотки статора было ориентировано по продольной оси ротора.

Картина магнитного поля обмотки статора представлена на рис. 10 – она получена после поворота ротора за время, равное периоду изменения ПСМИ. Расчетами магнитного поля при последовательных поворотах ротора (4) и изменениях токов статора (5) в заданные моменты времени (3) было выявлено, что период пространственного изменения ПСМИ составляет $\tau_t = \tau_p / m_s (\tau_p - полюсное деление TГ)$, а во временном выражении – $T_t = T / (2 m_s)$, частота $f_{s1} = 2 m_s f_s$. В угловой мере это составляет 60°.

Физической основой колебания ПСМИ в точках, связанных с поверхностью ротора, с частотой f_{s1} является неравномерное распределение по пазам статора максимальных значений полных токов, что показано на рис. 11. В тех пазах, где лежат стержни одной фазной обмотки, уровень токов достигает $2 \cdot I_m$, в остальных – $\sqrt{3} \cdot I_m$.

Отметим, что, в соответствии с [2], гармоники магнитного поля обмотки статора с условно гладкой поверхностью его сердечника при КЗ имеют порядок

$$v_s = 6 \cdot k \pm 1, (k = 1, 2, 3...)$$
 (12)

и индуктируют в роторе токи частоты $f_{sv} = 6v_s f_s$, где f_s упоминавшаяся уже частота основной гармоники токов статора. Представленные выше период T_t и частота f_{s1} соответствуют первой гармонике, т. е. $v_s = 1$.



Рис. 10. Картина магнитного поля ТГ в режиме КЗ при повернутом роторе на угол $a=60^{\circ}$ ($A_{max} = 0,4276$ Вб/м)



Puc. 11. Распределение максимальных значений полных токов по пазам статора

Кроме того, в [2] рассматриваются отдельно зубцовые гармонические составляющие магнитного поля обмотки статора при КЗ и при этом учитывают только их первые составляющие порядка v_{Qs} , аналогично (10).

Графики ПСМИ в режиме КЗ на периоде ее изменения T_t представлены на рис. 12 – для точек в пределах большого зуба ротора, а также на рис. 13 – для обычных зубцов. Здесь расчетами единого магнитного поля сразу учтены обе причины возникновения ПСМИ в режиме КЗ – фазная структура обмотки статора и зубчатая структура его сердечника. Очевидно из рис. 12 и рис. 13, что в режиме КЗ на колебания ПСМИ с основной частотой f_{s1} накладываются колебания зубцовых гармоник с частотой f_{Qs} .

Расчеты проведены при уровне дискретизации области расчета, показанном на рис. 3. Уже при этом уровне кривые ПСМИ являются достаточно устойчивыми. Это объясняется тем, что в режиме КЗ значения ПСМИ оказались на порядок выше, чем в режиме XX. На фоне возросших значений ПСМИ расчетные колебания из-за изменений конечно-элементной структуры при поворотах ротора стали менее заметными.



Рис. 12. Временные функции ПСМИ при КЗ в пределах периода их изменения на поверхности большого зуба ротора



Рис. 13. Временные функции ПСМИ в пределах периода их изменения в режиме КЗ на поверхности обычных зубцов ротора

Средние значения магнитной индукции (8) и максимальные значения ПСМИ (9) для режима КЗ даны в той же табл. 1: они весьма разнообразны для рассмотренных точек на поверхности ротора.

Сложный характер временных функций ПСМИ свидетельствует об их широком гармоническом спектре. Разнородность и несимметрия функций ПСМИ вызваны различным расположением точек наблюдения в пределах поверхности ротора, а также влиянием насыщения магнитопровода.

Гармонический анализ ПСМИ выполнен на основе разложения дискретно-числовой временной функции $B_{rt}(t_k)$ (9) в косинусный ряд Фурье [10]

$$B_{rt} = \sum_{\nu=1,2,3,...}^{N_g} B_{m,\nu} \cos(\nu \omega t + \zeta_{\nu}).$$
(13)

Амплитуды и аргументы гармоник

$$B_{m,v} = \sqrt{s_v^2 + c_v^2}$$
; $\zeta_v = -\arctan(s_v / c_v)$ (14)

определяются по данным (9) через коэффициенты частных синусного и косинусного рядов для гармонической составляющей с текущим номером v:

$$s_{v} = \frac{2}{K} \sum_{k=1}^{K} B_{rt,k} \sin(v \,\omega t_{k}) ;$$

$$c_{v} = \frac{2}{K} \sum_{k=1}^{K} B_{rt,k} \cos(v \,\omega t_{k}) . \qquad (15)$$

Ввиду отсутствия симметрии функции в пределах периода, ряд (13) содержит и четные, и нечетные гармоники. Предельный номер гармоники N_g не должен превышать половины выбранного для (15) числа значений K, которое, в свою очередь, не превышает K_{\min} из (9). Так, при повороте ротора и магнитного поля за время T/6 с шагом 0,5° число K составляло 120, а $N_g = 60$, при пово-

роте за
$$T/Q_s - K = 24$$
, а $N_g = 12$.

Номера гармоник п в (13) соответствуют периодичности функций ПСМИ $B_{rt}(t_k)$ в конкретном расчетном режиме. Так периоду T_t в режиме КЗ соответствует первая гармоника v = 1. Если же за первую гармонику принять основную гармонику главного магнитного поля ТГ, изменяющегося с периодом T и имеющую номер v_s (12), то каждая гармоника v ПСМИ связана с v_s так:

$$\mathbf{v}_s = 2\,m_s\,\mathbf{v} = 6\cdot\mathbf{v}\;.\tag{16}$$

В режиме XX период изменения ПСМИ T_{Qs} составляет T/Q_s и в данном случае каждая гармоника ПСМИ п из (13) связана с v_{Qs} (10) таким образом:

$$v_{Os} = Qs \cdot v = 30 \cdot v \,. \tag{17}$$

Расчетный анализ гармонического состава ПСМИ проведен для упомянутых уже режимов XX и K3. Результаты разложения функций ПСМИ в гармонический ряд (13) представлены в табл. 2–5. Амплитуды гармоник ПСМИ даются в основном в относительных значениях

$$B_{m,\nu}^* = B_{m,\nu} / B_{m,1} , \qquad (18)$$

где за базу принимается амплитуда первой гармоники *B_{m,1}* для конкретного режима и конкретной точки.

В табл. 2 дан гармонический состав для режима XX в точке 5 по 24 интервалам поворота ротора в пределах зубцового деления статора, т. е. в пределах периода T_{Qs} . Соответственно оперировать можно только с 12-тью гармониками. Амплитуда первой зубцовой гармоники $B_{m,1}$ для (18) составляет 2,84 мТл. Очевидно, что преобладает первая зубцовая гармоника, хотя есть и гармоники более высокого порядка.

В табл. 3 представлены данные гармонического анализа в режиме XX по наиболее весомым пяти начальным гармоникам для точек в пределах большого зуба ротора, в которых графики ПСМИ относительно стабильны (рис. 8). Видно, что данные для различных точек заметные отличаются.

Роль высших гармоник оценивается коэффициентом искажения кривых ПСМИ

$$d_{dist} = \frac{B_{m,1}}{\sqrt{\sum_{\nu=1,2,3...}^{Ng} B_{m,\nu}^2}},$$
 (19)

значения которого в табл. З близки к единице, т. е. роль первой гармоники является преобладающей.

В табл. 4 представлены для точки 5 амплитуды гармонического ряда ПСМИ для режима КЗ, где за базу приня-

Таблица 2. Гармонический состав ПСМИ в точке 5 при ХХ

	ν	$B^*_{m,\nu}$	ν	$B^*_{m,\nu}$	ν	$B^*_{m,\nu}$	ν	$B^*_{m,\nu}$
Î	1	1,000	2	0,014	3	0,017	4	0,014
	5	0,026	6	0,021	7	0,014	8	0,018
	9	0,025	10	0,015	11	0,007	12	0,005

Таблица 3. Основные гармоники ПСМИ по указанным точкам *m* для режима XX

т	<i>В_{m,1}</i> , мТл	$B_{m,2}^{*}$	$B_{m,3}^{*}$	$B_{m,4}^{*}$	$B_{m,5}^{*}$	d _{dist}
2	2,85	0,007	0,017	0,007	0,021	0,998
3	2,81	0,012	0,016	0,005	0,016	0,998
4	2,88	0,033	0,023	0,015	0,014	0,997
5	2,84	0,014	0,017	0,014	0,026	0,998
6	2,84	0,011	0,025	0,018	0,034	0,998
7	2,81	0,011	0,014	0,007	0,037	0,998
8	2,88	0,013	0,038	0,007	0,038	0,997

та амплитуда первой гармоники $B_{m,1} = 9,00$ мТл. Эти данные получены по 120 интервалам поворота ротора и магнитного поля в пределах периода T_t . Из 60 возможных гармоник показаны те, уровень которых не меньше 0,003 о.е.

Очевидно, что весомыми являются гармоники вплоть до пятой, которая, в соответствии с (16), в абсолютном исчислении является тридцатой, т. е. зубцовой. Но, кроме первой, наиболее заметна вторая гармоника, хотя и в меньшей степени.

В табл. 5 представлены данные гармонического анализа для всех пятнадцати точек на поверхности ротора (рис. 2) по начальным пяти гармоникам, как и в табл. 3, но теперь для режима K3.

Значения коэффициента искажения в табл. 5 заметно отличаются от единицы, т. е. при КЗ роль высших гармоник в ПСМИ оказывается весьма существенной.

Показанные в табл. 3 первые гармоники (v = 1) соответствуют пятым гармоникам (v = 5) из табл. 5, так как, исходя из (16), (17), получается $v_s = v_{Qs} = 30$, а в целом – это зубцовые гармоники (10) с несущей частотой f_{Os} .

В табл. 3 и табл. 5 расхождение данных между симметричными относительно продольной оси ротора точками (рис. 2), например 1 и 9, 2 и 8, 10 и 15 и т.д. указывают на уровень расчетной погрешности, свойственный результатам расчета ПСМИ для этих точек.

Таблица 4. Гармонический состав ПСМИ в точке 5 при КЗ

ν	$B^*_{m,\nu}$	ν	$B^*_{m,\nu}$	ν	$B^*_{m,\nu}$	ν	$B_{m,\nu}^*$
1	1,000	2	0,692	3	0,205	4	0,050
5	0,353	6	0,004	7	0,003	10	0,004
16	0,003	18	0,003	19	0,003	22	0,003
24	0,006	26	0,004	27	0,003	30	0,006
34	0,003	37	0,004	46	0,004	47	0,004

Таблица 5. Основные гармоники ПСМИ по точкам при КЗ

т	<i>B_{m,1}</i> ,мТл	$B_{m,2}^{*}$	$B_{m,3}^{*}$	$B_{m,4}^{*}$	$B_{m,5}^{*}$	d _{dist}
1	11,33	0,636	0,192	0,043	0,283	0,810
2	9,93	0,651	0,205	0,057	0,327	0,796
3	9,49	0,652	0,214	0,049	0,333	0,794
4	9,15	0,676	0,221	0,050	0,352	0,783
5	9,00	0,692	0,205	0,050	0,353	0,779
6	9,12	0,673	0,213	0,052	0,350	0,785
7	9,33	0,661	0,209	0,054	0,346	0,790
8	9,52	0,679	0,202	0,059	0,342	0,785
9	10,58	0,698	0,195	0,055	0,304	0,785
10	8,97	0,648	0,209	0,071	0,293	0,801
11	8,58	0,708	0,199	0,052	0,330	0,777
12	9,13	0,467	0,113	0,050	0,274	0,873
13	8,83	0,465	0,126	0,046	0,275	0,873
14	9,96	0,324	0,052	0,045	0,224	0,928
15	6,52	0,472	0,062	0,069	0,347	0,859

Нетрудно предположить, что при ином, по сравнению с рис. 11, направлении магнитного поля обмотки статора, по отношению к продольной оси ротора, значения и гармонический состав ПСМИ в рассмотренных точках существенно изменятся. Ориентация магнитного поля обмотки статора предопределяется углом β в (5), который в режиме номинальной нагрузки может составлять 155–158° [4, 5]. Т.е. абстрагированный от реальных параметров и условий работы ТГ расчет ПСМИ и соответствующих потерь мощности в поверхностном слое бочки ротора в [2] является весьма условным и не приносящим адекватных численных значений.

выводы

1. Разработанный метод расчета переменной составляющей магнитной индукции в точках на поверхности вращающегося ротора является наиболее детерминированным и универсальным: он основан на численно-полевом многопозиционном расчете магнитного поля, который связан с минимумом допущений и учитывает конкретно рассматриваемый режим возбуждения, реальную геометрию электромагнитной системы и насыщение магнитопровода электрической машины.

2. В рассмотренном турбогенераторе ПСМИ на поверхности ротора в режиме КЗ примерно на порядок больше, чем при ХХ. Относительно малые значения ПСМИ в режиме ХХ могут существенно искажаться изза конечно-элементной дискретной структуры расчетной модели области расчета.

3. Проведенные расчеты показали, что в разных точках на поверхности ротора значения и гармонический состав переменной составляющей магнитной индукции существенно отличаются, особенно в режиме КЗ.

4. Проведенный гармонический анализ переменной составляющей магнитного поля на поверхности вращающегося ротора укладывается в классическое представление о существовании двух основных колебательных процессов – с несущими частотами, порожденными фазной структурой обмотки статора и зубчатой структурой его сердечника. Но теперь значения и гармонический состав ПСМИ получают конкретное числовое наполнение.

5. В рассмотренных временных функциях переменной составляющей магнитной индукции присутствует весьма широкий спектр гармоник, но наиболее весомыми являются гармоники в диапазоне от уровня, определяемого фазной структурой обмотки статора, до уровня, определяемого зубцовой структурой его сердечника.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1. Вольдек А. И. Электрические машины / А. И. Вольдек. – Л. : Энергия, 1978. – 832 с.
- Турбогенераторы / [В. В. Титов, Г. М. Хуторецкий, Г. А. Загородная и др.]. – Л. : Энергия, 1967. – 895 с.
- Зозулін Ю. В. Створення нових типів та модернізація діючих турбогенераторів для теплових електричних станцій / [Ю. В. Зозулін, О. Є. Антонов, В. М. Бичік и др.]. – Харків : ПФ «Колегіум», 2011. – 228 с.
- Милых В. И. Принцип численно-полевого анализа гармонического состава ЭДС в турбогенераторе / В. И. Милых, Н. В. Полякова // Электрика, Россия. – 2012. – № 5. – С. 2–5.
- Милых В. И. Гармонический анализ электромагнитных величин трехфазной обмотки статора турбогенератора на основе классических и численно-полевых методов / В. И. Милых, Н. В. Полякова // Технічна електродинаміка. – 2013. – № 3. – С. 40–49.
- Милых В. И. Определение электромагнитных параметров электрических машин на основе численных расчетов магнитных полей / В. И. Милых, Н. В. Полякова // Електротехніка і електромеханіка. – 2006. – № 2. – С. 40–46.
- Meeker D. Finite Element Method Magnetics. FEMM 4.2 32 bit Executable (11 apr 2012) [Электронный ресурс] : Режим доступа : http://www.femm.info/wiki/ Download. – 2013.
- Милых В. И. Система направлений и фазовых соотношений электромагнитных величин при численных расчетах магнитных полей в турбогенераторе / В. И. Милых, Н. В. Полякова // Електротехніка і електромеханіка. 2011. № 5. С. 33–38.
- Милых В. И. Организация численного расчета магнитного поля турбогенератора в режиме нагрузки с обеспечением заданных его выходных параметров / В. И. Милых, Н. В. Полякова // Електротехніка і електромеханіка. 2012. № 1. С. 36–41.
- Корн Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров / Г. Корн, Т. Корн. – М. : Наука, 1973. – 832 с.

Стаття надійшла до редакції 05.07.2013. Після доробки 20.09.2013.

Мілих В. І.¹, Полякова Н. В.²

¹Д-р техн. наук, професор, зав. кафедрою, НТУ «Харківський політехнічний інститут», Україна ²Асистент, НТУ «Харківський політехнічний інститут», Україна

АНАЛІЗ ГАРМОНІЧНОГО СКЛАДУ ЗМІННОГО МАГНІТНОГО ПОЛЯ, ПОВ'ЯЗАНОГО З ОБЕРТОВИМ РОТОРОМ ТУРБОГЕНЕРАТОРА, В РЕЖИМАХ НЕРОБОЧОГО ХОДУ ТА КОРОТКО-ГО ЗАМИКАННЯ

Подано чисельно-польовий метод розрахунку змінної складової магнітного поля на поверхні обертового ротора турбогенератора. Він заснований на багатопозиційних розрахунках магнітного поля з поворотами ротора і зміною струмів в обмотці статора. У фіксованих точках поверхні формуються часові функції змінної складової магнітної індукції і для них виконується гармонійний аналіз. Розроблений метод є універсальним з погляду режимів збудження, конструкції і насичення магнітопроводу. Теоретичні основи апробовані розрахунковими дослідженнями в режимах неробочого ходу і короткого замикання турбогенератора.

Ключові слова: турбогенератор, поверхня ротора, змінна складова магнітного поля, чисельно-польовий розрахунок, гармонійний аналіз, неробочий хід, коротке замкнення.

Milykh V. I.¹, Polyakova N. V.²

¹Ph.D., prof., National Technical University «Kharkov Polytechnic Institute», Ukraine

²Assistent, National Technical University «Kharkov Polytechnic Institute», Ukraine

ANALYSIS OF HARMONIC COMPOSITION OF THE ALTERNATING MAGNETIC FIELD ASSOCIATED WITH THE ROTATING ROTOR OF TURBOGENERATOR IN THE NO-LOAD AND SHORT-CIRCUITS MODES

The method of calculation of the magnetic field alternating component at the surface of the rotating rotor of turbo generator is presented. It is based on multiposition of the numerical calculations of the magnetic field with the rotor turns and changes of currents in the stator winding. Discrete time functions of the alternating component of the magnetic induction are selected in points of the surface . The harmonic analysis is conducted for them. The developed method is universal in terms of excitation modes, designs and the magnetic core saturation. The theory is confirmed by computational researches in the no-load and short circuit modes of large turbo generator. In it, the alternating component of the magnetic induction on the rotor surface in the short-circuit mode is much greater than in the no-load mode. Values and harmonic composition of the alternating component of the rotor surface. Harmonics are ponderable in the range from the level determined by the phase structure of stator winding to the level determined by the tooth structure of its core. The results obtained are qualitatively fit into the classical notion of oscillatory processes of the magnetic field on the rotor surface, but now the value and harmonic composition of the magnetic induction receive adequate numerical filling. The result of work can be used for designing of a turbogenerators and other synchronous machines.

Keywords: turbogenerator, surface of rotor, alternating component of the magnetic field, numerical field calculation, numerical calculation of magnetic field, harmonic analysis, no-load, idling, short-circuit.

REFERENCES

- 1. Voldek A. I. Elektricheskiye mashiny. Leningrad, Energiya, 1978, 832 p.
- Titov V. V., Hutoreckij G. M., Zagorodnaja G. A., Vartan'jan G. P., Zaslavskij D. I., Smotrov I. A. Turbogeneratory. Leningrad, Energiya, 1967, 895 p.
- Zozulin Yu. V., Antonov O. Ye., Bychik V. M., Borychevs'kyy A. M., Kobzar K. O., Livshyts' O. L., Rakohon V. H., Rohovyy I. Kh., Khaymovych L. L., Cherednyk V. I. Stvorennya novykh typiv ta modernizatsiya diyuchykh turboheneratoriv dlya teplovykh elektrychnykh stantsiy. Kharkiv. PF «Kolehium», 2011, 228 p.
- Milykh V. I., Poljakova N. V. Princip chislenno-polevogo analiza garmonicheskogo sostava JeDS v turbogeneratore. Jelektrika, Rossija, 2012, No. 5, pp. 2–5.
- Milykh V. I., Polyakova N. V. Garmonichesky analiz elektromagnitnykh velichin trekhfaznoy obmotki statora turbogeneratora na osnove klassicheskikh i chislennopolevykh metodov, *Tekhnichna elektrodinamika*, 2013, No. 3, pp. 40–49.

- 6. Milykh V. I., Polyakova N. V. Opredeleniye elektromagnitnykh parametrov elektricheskikh mashin na osnove chislennykh raschetov magnitnykh poley. *Elektrotekhnika i elektromekhanika*, 2006, No. 2, pp. 40–46.
- Meeker D. Finite Element Method Magnetics. FEMM 4.2 32 bit Executable (11 apr 2012) [elektronnyj resurs]: rezhim dostupa : http://www.femm.info/wiki/Download. – 2013.
- Milykh V. I., Polyakova N. V. Sistema napravleny i fazovykh sootnosheny elektromagnitnykh velichin pri chislennykh raschetakh magnitnykh poley v turbogeneratore, *Elektrotekhnika i elektromekhanika*, 2011, No. 5, pp. 33–38.
- 9. Milykh V. I., Polyakova N. V. Organizatsiya chislennogo rascheta magnitnogo polya turbogeneratora v rezhime nagruzki s obespecheniyem zadannykh ego vykhodnykh parametrov, *Elektrotekhnika i elektromekhanika*, 2012, No. 1, pp. 36–41.
- Korn G., Korn T. Spravochnik po matematike dlya nauchnykh rabotnikov i inzhenerov. Moscow, Nauka, 1973, 832 p.

УДК 621.313.333

Китаев А. В.¹, Агбомассу В. Л.², Глухова В. И.³

¹Канд. техн. наук, профессор, Херсонский национальный технический университет, Украина, E-mail: laurvignon@yahoo.fr ²Магистр техн. наук, инженер первой категории, Херсонский национальный технический университет, E-mail: laurvignon@yahoo.fr

^зСтарший преподаватель, Херсонский национальный технический университет, E-mail: laurvignon@yahoo.fr

СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Установлено, что для электрических машин любого типа могут быть составлены схемы замещения аналогичные схемам замещения двухполюсника. Тем самым достигнута унификация их исследования в соответствии с принципами системности и преемственности. Обеспечена оперативность и простота вывода аналитических соотношений основных характеристик с записью в компактном виде.

Ключевые слова: электрические машины, генераторы, двигатели, схема замещения, моментные, механические и рабочие характеристики.

введение

Согласно канонов дидактики изложение материала каждой изучаемой дисциплины должно строиться на основе соблюдения принципов системности и преемственности. Аналогичные требования постоянно звучат и в директиных документах Министерства образования. Если под таким ракурсом рассмотреть курс «Электрические машины» (ЭМ), то в итоге будут установлены разные точки зрения, например:

 материал построен строго, четко и удовлетворяет всем выставленным требованиям;

 – электрические машины столь разнотипные устройства, что разговор о какой-либо системности и унификации беспредметен;

– курс оъемист, сложен и по целому ряду разделов требует усилий по совершенствованию логической последовательности изложении материала. Если согласиться с последним мнением, то разговор о схемах замещения ЭМ приобретает значимость, интерес, остроту и актуальность. Дело в том, что такая схема предлагается лишь для асинхронного двигателя (АД) и преподносится как удачный расчетно-методический прием. Для других типов ЭМ вопреки логическому и здравому смыслу таких схем нет.

Цель работы показать, что в соответствии с принципами системности и преемственности схемы замещения могут быть разработаны для электрической машины любого типа, причем по своим возможностям они не будут уступать схеме замещения асинхронного двигателя.

Их полезность состоит в том, что на этапе начального обучения они существенно облегчают анализ поведения электрических машин и придают ему высокую степень наглядности.

АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

Знакомство со схемами замещения в теории ЭМ начинается в разделе «Трансформаторы» (ТР). Именно здесь подчеркивается, что схема замещения – это физико-математическая модель в виде простой электричес-

© Китаев А. В., Агбомассу В. Л., Глухова В. И., 2013

кой цепи. Последняя имеет формальное сходство со схемой замещения пассивного четырехполюсника, содержащей зажимы входа и выхода. Тем самым обеспечивается преемственность с теоретическими основами электротехники (ТОЭ), достигается простота расчетов и понимания электромагнитных процессов.

Изложенные причины определили необходимость усилий по обеспечению приемлемости системы основных уравнений и схемы замещения ТР по отношению к АД. Полученная в итоге схема приведена на рис. 1, *а*. Метод эквивалентного генератора и положения теории четырехполюсников позволяют ее существенного упростить и свести к схеме замещения двухполюсника (см. рис. 1, δ , ϵ).

К числу достоинств схем замещения АД относят изображение механической мощности выхода в виде электрического эквивалента.

Обращение к схемам замещения АД позволило решить следующие вопросы:

1. Найти аналитические соотношения для определения момента M; частоти вращения ротора n_2 ; мощности на валу P_2 ; тока в обмотке статора I_1 ; мощности, по-



Рис. 1. Схемы замещения АД

требляемой от источника *P*₁; к.п.д. η и коэффициента мощности соs φ₁ в функции скольжения *s* (см. табл. 1).

2. Рассчитать и построить семейство характеристик скольжения (см. рис. 2), которое легко перестраивается в функции другого переменного показателя, например, мощности *P*₂, т.е. в семейство рабочих характеристик (см. рис. 3).

3. Исследовать поведение АД в генератором и тормозном режимах.

4. Исследовать поведение АД при динамическом и конденсаторном торможении; установить критерии самовозбуждения на верхней и нижней критических скоростях.

5. Разработать алгоритм оперативной оценки возможностей АД на основании данных каталога [1].

6. Построить круговую диаграмму АД и т. д.

Аналитические соотношения таблицы отличаются от известных $[2 \div 8]$ использованием относительных значений частоты вращения, момента, тока и мощности. В качестве базовых значений для построения семейства характеристик скольжения выбраны: n_1 – частота вращения магнитного поля статора; M_{MAX} – максимальный момент; I_{2K3} – ток короткого замыкания в цепи ротора и $P_{2 ext{-}MAX} = \omega_1 M_{MAX}$ – максимальная электромагнитная

Таблица 1. Аналитические соотношения для расчета характеристик скольжения

··· ·· · · · · · · · · · · · · · · · ·	
Наименование	Аналитическое
показателя	соотношение
Частота	v = 1 - s
вращения ротора	
Момент	$\mu = \frac{2ss_k}{s_k^2 + s^2}$
Мощность на валу	$p_2 = \mu v$
Ток в обмотке ротора	$\beta = \frac{s\sqrt{s_k^2 + 1}}{\sqrt{s_k^2 + s^2}}$
Угол сдвига между E_2^1 и I'_2	$ \psi = \operatorname{arctg} \frac{s}{s_k} $
Ток в обмотке статора	$\beta_1 = \begin{bmatrix} \beta_0^2 + \beta^2 + 2\beta_0 \times \\ \times \beta \sin(\psi_2 + \alpha_0) \end{bmatrix}^{0,5}$
Потребляемая мощность	$p_1 = \mu + s + 2s_H$
К.п.д.	$\eta = \frac{p_2}{p_1}$
Коэффиц. мощности	$\cos \varphi_1 = \frac{\beta \cos(\psi_2 + \theta)}{\beta_1} + \frac{\beta_0 \cos(\alpha_0 + \theta)}{\beta_1}$
	F 1

мощность. При построении рабочих характеристик базовые значения тока и мощности заменены на I'_{2HOM} – приведенный ток в обмотке ротора при номинальном режиме и $P_{2 \to HOM} = \omega_1 M_{HOM}$.

Разумеется, что схемы замещения, приведенные на рис. 1, не учитывают такие глубинные процессы в АД, как вытеснение тока в обмотках статора и ротора, их интенсивный нагрев при пуске машины и т. д. Поэтому сопоставление расчетных значений по формулам табл. 1 с результатами эксперимента и практики желаемой сходимости часто не дает. Например, зависимость $\mu = f(s)$, рассчитанная по формуле момента табл. 1 (формула Клосса), характеризуется значением пусковых моментов, которые отличаются от каталожных данных примерно в два раза. Пользуясь методикой, предложенной в работе [1], можно снизить эти расхождения до значений приемлемой инженерной точности.



Рис. 2. Семейство характеристик скольжения



Рис. 3. Семейство рабочих характеристик

Из сказанного следует, что эта схема замещения АД – это удобный, нужный и полезный инструмент исследования процессов в машине.

В ракурсе изложенного интересно сопоставить возможности и достоинства схемы замещения АД с аналогичными схемами других электрических двигателей (постоянного тока (ДПТ) и синхронного (СД)). Однако поиск таких схем в учебной и технической литературе [2–8] успеха не принесет, поскольку таких схем нет.

Специалисты по ЭМ объясняют этот факт тем, что анализ поведения ДПТ и СД удалось выполнить без разработки схем замещения. Поэтому их поиск означает усложнение решения задачи и, следовательно, бесполезен. Подобные заявления не согласуются с методологией и с логикой здравого смысла, потому покажем, что схемы замещения ДПТ и СД с электрическим эквивалентом механической мощности на валу могут быть предложены и объективно обоснованы. Причем они сохраняют все возможности и достоинства схем замещения АД.

ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

При анализе поведения ДПТ, например, параллельного возбуждения обычно приводят схему, изображенную на рис. 4, *a*. Она является электрической принципиальной схемой и к разряду схем замещения с электрическим эквивалентом механической мощности на валу отнесена быть не может. Однако, обращаясь к ней, можно составить уравнение баланса напряжений для якорной цепи:

$$U = I_{\mathcal{A}} R_{\mathcal{A}} + E_{\mathcal{A}}, \qquad (1)$$

где U – напряжение источника питания; I_{g}, R_{g}, E_{g} – соответственно ток, сопротивление и ЭДС якорной цепи.

Уравнение (1) после несложных преобразований можно переписать в виде:

$$U = I_{\mathcal{A}} \left(R_{\mathcal{A}} + R_{\mathcal{A}} \frac{1 - s_{\Phi}}{s_{\Phi}} \right) = I_{\mathcal{A}} \frac{R_{\mathcal{A}}}{s_{\Phi}}, \qquad (2)$$

где $s_{\Phi} = \frac{n_o - n}{n_o}$ совпадает с определением скольжения *s*

в асинхронных машинах и потому может быть названо формальным или фиктивным скольжением; *n*₀ – частот вращения при идеальном холостом ходе.

На основании уравнения (2) могут быть составлены схемы замещения ДПТ (см. рис.4, *б*, *в*), по существу сходные со схемами замещения АД и двухполюсника. Следует подчеркнуть, что диапазон изменения s_{Φ} для ДПТ тот же самый, что и для скольжения *s* в АД; т.е. лежит в пределах от нуля (холостой ход) до 1 (режим пуска, где *n*=0). Полная аналогия сохраняется так же при сопостав-

лении выражений
$$R'_2 \cdot \frac{1-s}{s}; \frac{R'_2}{s}$$
 и $R_{\mathcal{A}} \cdot \frac{1-s_{\Phi}}{s_{\Phi}}; \frac{R_{\mathcal{A}}}{s_{\Phi}}$ по-



Рис. 4. Принципиальная электрическая схема и схемы замещения ДПТ

скольку каждое из них выступает либо как эквивалент механической мощности на валу, либо как эквивалент электромагнитной мощности.

Схема замещения ДПТ параллельного возбуждения распространяется и на ДПТ независимого возбуждения, поскольку, если параметры и показатели обмотки возбуждения рассчитаны на напряжение, отличающееся от номинального напряжения якорной цепи U_{HOM}, то, используя операцию приведения, их можно свести к U_{HOM}.

Обеспеченная выше идентичность схем замещения АД и ДПТ независимого и параллельного возбуждения открывает возможность унификации описания их характеристик. Поэтому в число характеристик ДПТ наряду с известными войдут и характеристики, которые принято считать относящимися только к АД:

– моментная характеристика или зависимость $M = f(s_{\Phi});$

– механическая характеристика или зависимость n = f(M);

– скоростная характеристика или зависимость $n = f(I_g);$

– семейство рабочих характеристик или зависимостей s_{ϕ} , n, M, I, P_1 , η от P_2 .

Рассмотрим относящиеся к ним подробности.

Моментная характеристика

Вывод ее аналитического выражения выполним тем же приемом, который используется по отношению к АД:

$$M = \frac{P_2}{\omega} = \frac{I_{\mathcal{A}}^2 R_{\mathcal{A}}}{\omega_0 s_{\Phi}} = \frac{(U - c_E n \Phi)^2}{\omega_0 s_{\Phi} R_{\mathcal{A}}} = M_{\text{MAX}} s_{\Phi}, \qquad (3)$$

где ω_0, ω – угловые скорости якоря при холостом ходе и избранном режиме; M_{MAX} –максимальный момент ДПТ; c_E – коэффициент; Φ – магнитный поток.

Полученное уравнение (3) является уравнением прямой, выходящей из начала координат. Она может принять конкретные числовые значения при переходе на относительные показатели. С этой целью введем значение относительного момента $\mu = M / M_{MAX}$. Тогда аналитическое выражение моментной характеристики запишется в виде

$$\mu = s_{\Phi}. \tag{3,a}$$

Ее графическое изображение дано на рис. 5, *а. Механическая характеристика*

В случае АД усилий по определению ее аналитического выражения не предпринимают, а используют прием перестроения M = f(s) в n = f(M). Он основывается на том, что для любого фиксированного момента M число оборотов n найдется по соотношению: $n = n_1(1-s)$.

Этот прием может быть использован и для ДПТ, но линейность моментной характеристики ведет к линейности и механической характеристики, которая подчиняется следующему аналитическому выражению:

$$n = n_0 - M \frac{R_{\mathcal{A}}}{c_E c_M \Phi^2} = n_0 \left(1 - \frac{M}{M_{MAX}} \right)$$
(4)

или после перехода к относительным значениям момен-

та μ и частоты вращения $\nu = n/n_0$ получим

$$v = 1 - \mu. \tag{4, a}$$

Графическое изображение механической характеристики дано на рис. 5, *б*.

Скоростная характеристика

Вновь воспользуемся уравнением баланса напряжений, которое перепишем в виде

$$n = \frac{U}{c_E \Phi} - I_{\mathcal{A}} \frac{R_{\mathcal{A}}}{c_E \Phi} = n_0 \left(1 - \frac{I_{\mathcal{A}}}{I_{\mathcal{A}K3}} \right), \tag{5}$$

Переход к относительным значениям здесь даст следующее выражение

$$\mathbf{v} = 1 - \boldsymbol{\beta} \,, \tag{5, a}$$

где $\beta = I_{\mathcal{A}} / I_{\mathcal{AK3}}$, а ток короткого замыкания $I_{\mathcal{AK3}}$ есть результат деления напряжения сети питания U на со-противление обмотки якоря $R_{\mathcal{A}}$.

Отсюда при сопоставлении (3, *a*), (4, *a*), (5, *a*) получаем $s_{\Phi} = \mu = \beta$. Поэтому графическое изображение скоростной характеристики (рис. 5, *в*) повторяет изображение механической характеристики.

Семейство характеристик скольжения

Аналитические соотношения для семейства характеристик скольжения в относительных значениях приведены в табл. 2. На рис. 6 дано их графическое изображение в диапазоне скольжений от нуля до единицы.

Таблица 2. Аналитические соотношения для ДПТ параллельного возбуждения

Наименование	Аналитические
показателя	соотношения
Частота	$v = 1 - s_{\Phi}$
вращения ротора	
Момент	$\mu = s_{\Phi}$
Мощность	$p_2 = v.\mu$
на валу	r Z ·
Ток в обмотке якоря	$\beta = s_{\Phi}$
Ток, потребляемемый	$\beta_1 = \beta + \beta_0$
двигателем от	11,
источника	
Потребляемая	$p_1 = \mu + s_{\Phi} + 2s_{\Phi H}$
мощность	
К.п.д	$\eta = \frac{p_2}{p_1}$



Рис. 5. Моментная, механическая и скоростная характеристики ДПТ



Рис. 6. Семейство характеристик скольжения

Здесь следует пояснить, что рабочий диапазон скольжений ДПТ существенно уже и лежит в пределах от 0 до $1,5s_{\Phi H}$ где $s_{\Phi H}$ номинальное скольжение. Это приводит к малым и неудобным относительным числовым значениям тока и мощности (порядка 0,01, 0,001 и т. п.), а при построении характеристик желательно, чтобы эти показатели в номинальном режиме имели значение, близкое или равное единице. Очевидно, что в таком случае целесообразно изменить масштаб путем смены базовых показателей режима короткого замыкания на показатели номинального режима, а в качестве переменного аргумента использовать отношение $s_{\Phi}/s_{\Phi H}$.

В итоге зависимости семейства характеристик скольжения будут описываться другими числовыми значениями, одновременно изменится их графическое изображение (см. рис. 7).

Семейство рабочих характеристик

В принципе возможна аналитическая запись входящих сюда зависимостей. Однако полученные в итоге соотношения будут иметь громоздкий вид и неудобны для расчета.

Более выгодно здесь использовать прием перестроения, основываясь на уже известных результатах расчета семейства характеристик скольжения. В итоге будут получены графические зависимости (см. рис. 8) семейства рабочих характеристики.

Как известно ДПТ может быть переведен на работу в режим рекуперации и противовключения.

Моментная, механическая и скоростная характеристики этих режимов являются продолжением тех же характеристик двигательного режима, что иллюстрируют графические зависимости рис. 9.

В режиме динамического торможения ток в цепи якоря найдется по соотношению

$$I_{\mathcal{H}} = \frac{c_e \Phi n}{R_{\mathcal{H}}} . \tag{6}$$



Рис. 7. Семейство характеристик для диапазона рабочих скольжений



Рис. 8. Семейство рабочих характеристик



Рис. 9. Моментная, механическая и скоростная характеристики ДПТ в различных режимах

Приемами, которые описаны выше, уравнение (6) переписывается в виде $v = \mu$ или $v = \beta$. Это вновь означает идентичность механической и скоростной характеристики, но теперь это будут линии, выходящие из начала координат.

Разработанная методика приемлема и для описания поведения ДПТ с последовательным возбуждением.

Обратимся сначала к схеме замещения, приведенной на рис. 10, *а*.

Она состоит из двух сопротивлений и потому ее сходство со схемой замещения двухполюсника очевидно. Важно подчеркнуть, что фиктивное скольжение, входящее в состав сопротивления R_{ff} / s_{off} становится еще более формальным показателем. Оно теряет четкую связь с частотами вращения и выступает как коэффициент, используя который можно найти сопротивление якорной цепи под заданную величину тока. Учтем также, что машина здесь работает в условиях $\phi = varia$ и меняющегося напряжения на зажимах якоря, что затрудняет аналитическое исследование. Поэтому изберем графический метод и будем полагать, что известны: напряжение сети питания U, а также сопротивления обмоток якоря и возбуждения R_{g} и R_{g} .

Отложим на оси ординат и абсцисс (см. рис. 11) относительное значение тока короткого замыкания и заданного напряжения сети, равные единице, и построим квадрат ОАВС. На стороне АВ найдем положение точки К, при котором отношение отрезков АК и ВК равно отношению R_g к R_B . Тогда отрезок ОК может трактоваться как в.а.х R_g , а отрезок КС как зеркальное изображение в.а.х R_B (обе в относительных значениях). Изберем дискретность тока равной 0,2 и проведем горизонтальные линии до пересечения с зеркальным отражением в.а.х. R_B . Точки пересечения с соединим с началом координат и получим семейство в.а.х R_g/s_{Φ} .

Предложенный прием выгоден при расчете мощностей и к.п.д. Действительно, здесь площадь любого из прямоугольников, например, OPMC равна относительной потребляемой мощности p_1 при заданном относительном значении тока β . От нее вычитанием площадей OPДN (относительное значение мощности, теряемой на сопротивлении $R_{\mathcal{H}}$,) и G4MC(относительное значение мощности, теряемой на сопротивлении $R_{\mathcal{B}}$) перейдем к относительным значениям мощности на валу p_2 . Разумеется, что деление p_2 на p_1 даст величину к.п.д. η .

Результаты такой работы при выборе значений β в диапазоне от нуля до единицы с дискретностью 0,2 приведены в табл. 3.



Рис. 10. Схемы замещения ДПТ последовательного возбуждения



Рис. 11. Метод зеркальных изображений в приложении к анализу ДПТ последовательного возбуждения

Среди них резкий протест вызовет значение $\eta = 1$ при $\beta = 0$, поскольку любой электрический двигатель в режиме х.х. должен иметь к.п.д. равный нулю. Но здесь дело не в ошибке, а в использовании схемы замещения двухполюсника в виде двух последовательно соединенных сопротивлений. Ее энергетические показатели исследованы в разделе «Генераторы постоянного тока», где показано, что осуждаемый результат есть следствие использования формулы к.п.д. в виде: $\eta = 1 - \beta$. Там же показано, что противоречие устраняется включением параллельно ветви якоря и возбуждения сопротивления R_0 (см. рис. 10, б). Последнее выполняет роль электрического эквивалента механических, вентиляционных и дополнительных потерь, которые пока не были учтены. Трудность их учета связана с переменностью потерь в широком диапазоне значений при изменении частоты вращения, т. е. R₀ следует воспринимать как переменное сопротивление. Тогда его графическое изображение будет иметь вид пучка прямых, выходящих из начала координат. Однако, если ДПТ настроен на работу вблизи частоты вращения номинального режима, то в пределах приемлемой погрешности можно считать R₀ неизменным. Тогда к площадям прямоугольников, воспринимаемых выше, как мощность, следует добавить площадь прямоугольника потерь ASQC, в котором диагональ OQ одновременно является в.а.х. R_0 .

Разумеется, что при практической реализации предлагаемого приема в качестве базовых выгодно взять показатели номинального режима. Тогда аналитические выражения для момента и частоты вращения примут вид:

$$\mu = k_i k_{\Phi} \beta; \ \nu = \frac{1}{k_{\Phi}} \cdot \frac{1 - k_i \beta}{1 - k_i \beta_{\text{HOM}}},$$

где
$$\mu = \frac{M}{M_{\text{HOM}}}$$
; $\beta = \frac{I_{\mathcal{A}}}{I_{\mathcal{A}\text{HOM}}}$; $\nu = \frac{n}{n_{\text{HOM}}}$; $\nu = \frac{n}{n_{\text{HOM}}}$; $k_{\Phi} = \frac{\Phi}{\Phi_{\text{HOM}}}$.

Числовые значения коэффициентов по току k_i и по потоку k_{ϕ} устанавливаются соответственно по графическим построениям рис. 11 и характеристике холостого хода. Очевидно, что для номинального режима μ и ν , а также их произведение, т. е. относительное значение мощности p_2 , будут равны единице. Но согласно графическим построениям рис. 11 мощность меньше единицы (из-за выбора других базовых значений). Поэтому необходим пересчет мощностей, а также и в соответствии с масштабными коэффициентами.

С учетом изложенного выполнен новый расчет показателей работы ДПТ с последовательным возбуждением. Результаты расчета приведены в табл. 4 и в виде графических зависимостей на рис. 12.

По аналогичной методике может быть построено исследование ДПТ со смешанным возбуждением. Разумеется, что здесь в качестве зеркального отражения следует использовать в.а.х. сопротивления последовательной обмотки возбуждения. Параллельное соединение обмоток якоря и возбуждения будет описываться результирующими в.а.х.

По сути это будут те же в.а.х. якорной цепи, но каждая из них окажется приподнятой на величину в.а.х. сопротивления параллельной обмотки возбуждения.

ГЕНЕРАТОРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Схема включения автономного генератора постоянного тока (ГПТ) с независимым возбуждением на переменную нагрузку приведена на рис. 13, *а*. При описании поведения этой машины используется уравнение баланса напряжений:

$$E_{\mathcal{A}} = I_{\mathcal{A}} R_{\mathcal{A}} + U_H \,, \tag{7}$$

где U_H – напряжение на нагрузке.

Показатели		Числовые значения					
β	1,0	0,8	0,6	0,4	0,2	0,1	0
s_{Φ}	1,0	0,75	0,52	0,34	0,15	0,075	0
$\Delta p_{\mathcal{A}}$	1,0	0,8	0,6	0,4	0,2	0,1	0
Δp_B	0,28	0,184	0,105	0,048	0,012	0,003	0
<i>p</i> ₁	1,0	0,8	0,6	0,4	0,2	0,1	0
<i>p</i> ₁	0	0,156	0,243	0,24	0,158	0,089	0
η	0	0,195	0,4	0,6	0,79	0,89	1,0
Принятые обозначения: $\Delta p_{\mathcal{A}}$ – потери в обмотке якоря; Δp_B – потери в обмотке							
возбуждения							

Таблица 3. Показатели ДПТ по схеме замещения рис. 10, а

Таблица 4. Показатели ДПТ по схеме замещения рис. 10, б

Показатели		Числовые значения				
β	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2
S _Φ	0,03	0,06	0,09	0,125	0,15	0,19
k_{Φ}	0,45	0,71	0,88	0,95	1,0	1,03
μ	0,09	0,295	0,53	0,76	1,0	1,235
ν	2,6	1,52	1,2	1,09	1,0	0,87
$\Delta p_{\mathcal{A}} + \Delta p_{B}$	0,014	0,04	0,084	0,144	0,21	0,345
$\Delta p_{MB\mathcal{I}}$	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1
<i>p</i> ₂	0,23	0,45	0,65	0,85	1,0	1,08
<i>p</i> ₁	0,34	0,59	0,83	1,09	1,31	1,525
η	0,67	0,76	0,78	0,76	0,76	0,7
Принятые обозначения: p_{MBJ} – потери механические,						
вентиляционные и дополнительные; $p_{1\mathcal{AB}}$ — мощность, потребляемая						
цепью якоря и в	озбуждени	я				



Рис. 12. Рабочие характеристики ДПТ последовательного возбуждения

В соответствии с (7) может быть составлена схема замещения устройства (см. рис. 13, б). Последняя совпадает со схемой замещения активного двухполюсника, исследование которой сводится к построению семейства его основных характеристик, т. е. зависимостей

$$U_H, P_2, P_1, \eta = f(I_\mathcal{A})$$

При переходе на относительные значения аналитические соотношения этих показателей примут вид

$$\gamma = 1 - \beta; p_2 = \beta(1 - \beta); p_1 = \beta; \eta = 1 - \beta,$$

где $\gamma = \frac{U}{E_{\mathcal{A}}}$; $p_2 = \frac{U \cdot I_{\mathcal{A}}}{E_{\mathcal{A}} I_{\mathcal{A}K3}}$; $p_1 = \frac{E_{\mathcal{A}} I_{\mathcal{A}}}{E_{\mathcal{A}} I_{\mathcal{A}K3}}$.

Графическое изображение семейства дано на рис. 14, а.

Обсудим его. Начнем с внешней характеристики $\gamma = 1 - \beta$. Это уравнение прямой. Но ГПТ более сложное устройство, чем двухполюсник, составленный из двух сопротивлений. Поэтому при построении внешней характеристики ГПТ следует учесть воздействие ряда факторов и прежде всего реакцию якоря. С этой целью разработаны графические методы, например, с использованием характеристического (реактивного) треугольника. Однако при всех своих достоинствах этот метод производит впечатление незаконченного, поскольку ток якорной цепи здесь устанавливается не построением, а пересчетом. На рис. 15 приведен графический метод построения внешней характеристики ГПТ в сочетании характеристического треугольника с в.а.х. R_H и R_{π} . Последовательность действий такова:

- в четвертом квадранте располагаем характеристи-

ку холостого хода (х.х.х.) $\gamma = f(\beta_B)$ где $\beta_B = \frac{\beta_B}{\beta_{BHOM}}$ – относительное значение тока возбуждения;



Рис. 13. Схемы включения и замещения ГПТ



Рис. 14. Семейство характеристик двухполюсника



Рис. 15. Построение внешней характеристики ГПТ независимого возбуждения

– откладываем на оси ординат заданный ток возбуждения номинального режима, принятый за единицу, проводим линию до пересечения с х.х.х. (точка K), восстанавливаем перпендикуляр к оси абсцисс и получаем относительное значение э.д.с. γ_0 при х.х. (точка D); между х.х.х. и линией тока возбуждения вписываем характеристические треугольники номинального режима и к.з. (соответственно *ABC* и *A'B'C'*);

– катет B'C' продолжаем до пересечения с осью абсцисс (точка D'), последнюю соединяем с точкой $\beta = 1$ (на оси ординат) и получаем зеркальное отражение в.а.х. $R_{\mathcal{A}}$; – катет BC продолжаем до пересечения с осью абсцисс в точке N, в которую путем плоско-параллельного переноса смещаем зеркальное отражение в.а.х. R_g ;

– из точки A проводим вертикальную линию до пересечения со смещенной в.а.х. R_{g} (точка M), последняя является точкой внешней характеристики номинального режима, она же укажет относительное значение номинального тока, а ее соединение с началом координат даст в.а.х. R_{H} номинального режима.

По аналогичной методике находится положение остальных точек. В итоге получим искомую характеристику.

Продолжим обсуждение в отношении характеристики к.п.д. $\eta = f(\beta)$, которая при $\beta = 0$ имеет максимальное значение, равное единице.

Для выяснения сути рассмотрим схему, приведенную на рис. 13, ε . Она отличается от схемы рис. 13, ε наличием сопротивления R_0 , включенного непосредственно на зажимы источника э.д.с. Необходимость такого шага вызвана стремлением учета потерь: механических, вентиляционных, дополнительных и на возбуждение. Это приведет к тому, что аналитические выражения для p_1 и η изменятся:

$$p_1 = \alpha + \beta$$
; $\eta = \beta(1-\beta)/(\alpha + \beta)$,

где $\alpha = \frac{I_0}{I_{2K3}}$; I_0 – ток в сопротивлении R_0 .

Исследуем $\eta = f(\beta)$ на экстремум по переменной β и получим:

 относительное значение тока нагрузки при максимальном к.п.д.

$$\beta_{\eta} = -\alpha + \sqrt{\alpha + \alpha^2} \ ; \eqno(8)$$

- значение максимального к.п.д.

$$\eta_{MAX} = \left(\sqrt{1+\alpha} - \sqrt{\alpha}\right)^2. \tag{8, a}$$

Задаваясь значениями $\alpha = 1,0;0,1;0,01;0,$, можно построить семейство $\eta = f(\beta)$. Оно приведено на рис. 14, δ и характеризуется тем, что по мере снижения α уменьшается β_{η} и увеличивается η_{MAX} . Наконец, при $\alpha = 0$ (сопротивление R_0 выведено из состава схемы замещения) зависимость $\eta = f(\beta)$ будет состоять из двух линейных участков: первый из них – вертикально возрастающий от нуля до единицы фронт; второй – спадающий от единицы до нуля.

Критерий максимального к.п.д. согласно (8) отличается от принятого в теории электрических машин: «максимальный к.п.д. имеет место при равенстве переменных и постоянных потерь». Допустим, что указанное равенство обеспечено, т. е.:

$$I_{\mathcal{A}}^2 \cdot R_{\mathcal{A}} = I_0^2 \cdot R_0.$$

Делением справа и слева на $E_{\mathcal{A}}I_{\mathcal{A}K3}$ получим:

$$\beta = \sqrt{\alpha} , \qquad (9)$$

Пусть $\alpha = 0,1$, тогда расхождение между (8) и (9) будет равно 27 %. Столь значительное росхождение объясняется тем, что исходные формулы имеют разную структуру построения.

СИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

От АД и ДПТ синхронный двигатель (СД) принципиально отличается тем, что его рогор всегда вращается с неизменной (синхронной) скоростью, т. е. у него нет скольжения. Тем не менее и для него можно составить схему замещения с электрическим эквивалентом механической мощности тем же приемом, который был использован по отношению к ДПТ. Но вначале решим вопрос с определением тока, потребляемого СД от сети. Обращаемся к основному уравнению баланса напряжений:

$$\underline{U} = \underline{I}\underline{Z}_a + \underline{E}_a,\tag{10}$$

где \underline{Z}_a – полное комплексное сопротивление якорной цепи с учетом реакции якоря; \underline{E}_a – э.д.с. обмотки якоря, наводимая основным магнитным потоком машины. Примем, что связь между \underline{U} и \underline{E}_a определяется соотношением: $\underline{E}_a = kUe^{-j\theta}$. Тогда из уравнения баланса напряжений найдется ток:

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}}{\underline{Z}} (1 - ke^{-j\theta}) = \underline{I}_{K3} (1 - e^{-j\theta}).$$

При использовании относительных значений последнее соотношение запишется в виде:

$$\underline{\beta} = 1 - ke^{-j\theta} = \beta \cdot e^{j\nu},$$

где $\beta = \sqrt{1 + k^2 - 2k \cos \theta}$, $v = \operatorname{arctg} \frac{k \sin \theta}{1 - k \cos \theta}$.

Поскольку полный диапазон возможных значений θ лежит в пределах от нуля до девяносто градусов, то приняв дискретность изменения θ равной десять градусов, для любого избранного значения κ ($\kappa = 0.8; 0.9; 1.0; 1.1; 1.2$) можно рассчитать зависимость $\beta = f(\theta)$. При решении задач такого рода удобна и полезна векторно-круговая диаграмма, приведенная на рис. 16. Она придает полученным результатам высокую степень наглядности и состоит из вектора относительного значения напряжения источника, равного единице и расположенного на оси действительных чисел комплексной плоскости, ряда концентрических окружностей радиусом к и шкалы значений угла θ . Если под избранным углом θ провести вектор по длине равный к, а затем его конец соединить с концом единичного вектора, то вновь полученный вектор даст величину и пространственное положение вектора β.

В итоге, используя графические построения, можно найти зависимости $\beta = f(\theta)$ и даже *U*-образные характеристики СД.

Уравнение (10) можно переписать и в другом виде, а именно:

$$\frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \underline{Z}_{\mathcal{P}} = R_{\mathcal{P}} + jX_{\mathcal{P}} = Z_{\mathcal{P}}\cos\varphi + jZ_{\mathcal{P}}\sin\varphi,$$

Следовательно, и для СД приемлема схема замещения двухполюсника, приведенная на рис. 17, где эквивалентом механической мощности выступает переменное активное сопротивление R_{\Im} .

Используя его, можно найти величину момента СД тем же приемом, что и для других типов электрических двигателей:

$$M = \frac{P_2}{\omega_0} = \frac{I^2}{\omega_0} R_{\mathcal{P}}.$$
 (11)

Однако при расчетах более удобно пользоваться относительными значениями тех же сопротивлений, а имен-

HO:
$$\underline{Z}_{\mathfrak{I}}^* = \frac{\underline{Z}_{\mathfrak{I}}}{\underline{Z}_a};$$

 $R_{\mathfrak{I}}^* = Z_{\mathfrak{I}}^* \cos(\varphi - \varphi_a); \ X_{\mathfrak{I}}^* = Z_{\mathfrak{I}}^* \sin(\varphi - \varphi_a).$

Поэтому формулу (11) следует переписать в виде:



Рис. 16. Векторно-круговая диаграмма СД



Рис. 17. Схема замещения СД

$$\mu = \frac{\beta^2}{\beta_{90^0}^2} \cdot \frac{R_{\Im}^*}{R_{\Im 90^\circ}^*}; \qquad (11, a)$$

где $\mu = \frac{M}{M_{MAX}}$; M_{MAX} – максимальный момент, который развивает СД при $\theta = 90^{\circ}$; $\beta_{90^{\circ}}$ – относительное значение тока при максимальном моменте; R_{\Im}^* , $R_{\Im90^{\circ}}^*$ – эквивалентныеактивные сопротивления, соответствующие текущему значению θ и $\theta = 90^{\circ}$ (в относительных значениях).

Полученные на основе изложенного подхода соотношения сведены в табл. 5. Используя их и векторнокруговую диаграмму, можно найти числовые значения β , μ , β_{90° , R_{\ni}^* , $R_{\ni90^\circ}^*$ для всего диапазона углов θ . Результаты такой работы, выполненной, например, для значений k = 1, $\varphi_a = 85^\circ$, иллюстрирует табл. 6 а также графические зависимости, приведенные на рис. 18 и 19.

Аналогичная работа может быть выполнена и для других значений k и φ_a . В итоге разработчик получит обширный информационный материал по оптимизации работы СД.

СИНХРОННЫЙ ГЕНЕРАТОР (СГ)

Уравнение баланса напряжений СГ неявнополюсного исполнения принято записывать в виде

$$\underline{E}_{a} = \underline{U}_{H} + jX_{C}\underline{I}_{a} = \underline{U}_{H} + \underline{U}_{B}, \qquad (12)$$

где \underline{E}_a , \underline{I}_a – соответственно ЭДС и ток якоря; X_C – синхронное сопротивление; \underline{U}_B – падение напряжения на сопротивлении X_C .

Уравнению (12) соответствует векторная диаграмма и схема замещения, приведенные на рис. 20.

Таблица 5. Перечень формул для расчета характеристик СД

Наименование	Аналитическое выражения
показателя	в относительных единицах
Ток	$\beta = \sqrt{1 + k^2 + 2k\cos\theta}$
Частота вращения	v = 1
Момент	$\mu = \frac{\beta^2}{\beta_{90^0}} \cdot \frac{R_3^*}{R_{390^\circ}^*} = \sin \theta$
Мощность выхода	$p_2 = \mu v = \sin \theta$
Потребляемая мощность	$p_1 = \mu v = \sin \theta_X$
К.п.д	$\eta = \frac{p_2}{p_1}$
Коффиц. мощности	$\cos \varphi_1 = \frac{R_{\mathcal{Y}}^*}{Z_{\mathcal{Y}}^*}$

Показатели	Числовые значения									
θ,град.	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90
β	0	0,174	0,347	0,52	0,684	0,845	1,0	1,147	1,285	1,414
ф ,град.	90	85	80	75	70	65	60	55	50	45
$Z_{\mathfrak{Z}}^*$	∞	5,747	2,88	1,92	1,46	1,183	1,0	0,87	0,778	0,704
$R^*_{\mathcal{P}}$	x	5,747	2,87	1,89	1,41	1,11	0,9	0,753	0,55	0,54
$X_{\mathfrak{Z}}^*$	0	0	0,251	0,33	0,98	0,404	0,42	0,435	0,446	0,45
μ	0	0,161	0,341	0,47	0,01	0,79	0,83	0,917	0,978	1
<i>p</i> ₂	0	0,161	0,341	0,47	0,01	0,79	0,83	0,917	0,978	1
p_1	0,026	0,19	0,378	0,521	0,68	0,88	0,929	1,065	1,152	1,21
η	0	0,84	0,9	0,9	0,897	0,88	0,87	0,86	0,85	0,83
$\cos \phi_1$	1	1	0,99	0,98	0,966	0,94	0,9	0,87	0,82	0,767

Таблица 6. Результаты расчета параметров и показателей работы СД



Рис. 18. Семейство угловых характеристик



Рис. 19. Семейство рабочих характеристик



Рис. 20. Схемы включения и замещения СГ с его векторной диаграммой

Если к заштрихованному на векторной диаграмме треугольнику ОАВ применить теорему косинусов. то получим соотношение:

$$E_a^2 = U_H^2 + U_B^2 + 2U_H U_B \cos \varphi.$$

Переход к относительным значениям путем деления всех слагаемых на E_a^2 даст квадратное уравнение:

$$\gamma^2 + 2\gamma\beta\cos\varphi + \beta^2 - 1 + 0$$
,

решение которого относительно *ү* приведет к аналитическому выражению внешней характеристики следующего вида:

$$\gamma = -\beta \pm \sqrt{1 - \beta^3 \sin^2 \phi} \; .$$

Ее графическое изображение (см. рис. 21) представляет совокупность симметричных выпуклых кривых относительно перпендикуляра ДС к прямой, проходящей через единичные значения γ и β, т. е. идентичных семейству внешних характеристик активного двухполюсника.

Аналитическое исследование характеристики к.п.д. выполнено по изложенной выше методике. Ее графическое изображение дано на рис. 22.



Рис. 21. Семейство внешних характеристик СГ



Рис. 22. Семейство характеристик к.п.д. СГ

выводы

1. Схемы замещения с электрическим эквивалентом механической мощности могут быть составлены для электрических двигателей всех типов, что унифицирует методику исследования их поведения в полном соответствии с принципами системности и преемственности.

 Полученные схемы позволяют построить вывод аналитических соотношений для основних характеристик двигателей и генераторов по единому алгоритму, причем в простом и компактном виде.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Китаев А. В. Анализ работы асинхронного двигателя по данным каталога / А. В. Китаев, В. И. Глухова // Автоматика, автоматизация, электротехнические комплексы и системы. – 2003. – № 1 (11). – С. 40–49.
- Важнов А. И. Электрические машины / А. И. Важнов. Л. : Энергия, 1968. 768 с.
- Вольдек А. И. Электрические машины / А. И. Вольдек. – Л. : Энергия, 1974. – 840 с.
- Костенко М. П. Электрические машины. Часть 1. / М. П. Костенко, Л. М. Пиотровский. – Л. : Энергия, 1972. – 544 с.
- Костенко М. П. Электрические машины. Часть 2. / М. П. Костенко, Л. М. Пиотровский. – Л. : Энергия, 1973. – 648 с.
- 6. Петров Г. Н. Электрические машины. Часть 1. /Г. Н. Петров. М.-Л. : ГЭИ, 1956. 135 с.
- Петров Г. Н. Электрические машины. Часть 2. /Г.Н. Петров. – М.-Л.: ГЭИ, 1963. – 416 с.
- Петров Г. Н. Электрические машины. Часть 3. /Г. Н. Петров. – М.-Л. : ГЭИ, 1968. – 244 с.

Стаття надійшла до редакції 21.03.2013. Після доробки 01.07.2013.

Китаєв О. В.¹, Агбомассу В. Л.², Глухова В. І.³

¹Канд. техн. наук, професор, Херсонський національний технічний університет, Україна

²Магістр технічних наук, інженер першої категорій, Херсонський національний технічний університет, Україна ³Старший викладач, Херсонський національний технічний університет, Україна

СХЕМИ ЗАМІЩЕННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН

Встановлено, що для електричних машин будь-якого типу можуть бути складені схеми заміщення аналогічні схемам заміщення двополюсника. Тим самим досягнута уніфікація їх дослідження у відповідності з принципами системності та прийнятності. Забезпечена оперативність та простота виведення аналітичних співвідношень основних характеристик з записом в компактному вигляді

Ключові слова: електричні машини, генератори, двигуни, схема заміщення, моментні, механічні та робочі характеристики.

Kitaev A.¹, Agbomassou V.², Glukhova V.³

¹Ph.D., professor, Kherson National Technical University, Ukraine

²Master of Engineering Sciences, the first engineer categories, Kherson National Technical University, Ukraine ³Senior Lecturer, Kherson National Technical University, Ukraine

SCHEMES OF ELECTRIC MACHINES REPLACEMENT

The article contains the equivalent circuits for direct current generators and motors, and also for synchronous machines. At a stage of initial knowledge and the analysis of electrical machines behavior they are so effective and useful, as well as equivalent circuits of transformers and asynchronous electrical machines. It is reached on the basis of the appendix of positions EET (multi-terminal networks, the Thevenin's theorem, a method of mirror images, etc.) to the

theory of electrical machines. Thereby the link providing research of all types of electrical machines by a uniform technique on the basis of principles of system and continuity is created that is important at construction of educational process.

Keywords: electrical machines, generators, engines, equivalent circuit, moment, mechanical and operating characteristics.

REFERENCES

- Kitaev A. V., Gluxova V. I. Analiz paboty' asinxponnogo dvigatelja po danny' kataloga, Avtomatika, avtomatizacziya, E'lektrotexnicheskie kompleksy' u sistemy', No. 1 (11), pp. 40–49.
- Vazhnov A. I. E'lektricheskie mashiny'. Leningrad, E'nergiya, 1968, 768 p.
- Voldek A. I. E'lektricheskie mashiny'. Leningrad, E'nergiya, 1974, 840 p.
- Kostenko M. P., Piotrovskij L. M. E'lektricheskie mashiny' Chast'1. Kostenko, Leningrad, E'nergiya, 1972, 544 p.
- Kostenko M. P., Piotrovskij L. M. E'lektricheskie mashiny'Chast"2, Leningrad, E'nergiya, 1973, 648 p.
- 6. Petrov G. N. E'lektricheskie mashiny' Chast'1. Moscow-Leningrad, GE'I, 1956, 135 p.
- 7. Petrov G. N. E'lektricheskie mashiny' Chast'2. Moscow-Leningrad, GE'I. 1963, 416 p.
- 8. Petrov G.N. E'lektricheskie mashiny' Chast'3. Moscow-Leningrad, GE'I. 1968, 244 p.

УДК 621.365.32

Ярымбаш Д. С.¹, Олейников А. М.²

¹Канд. техн. наук, доцент, Запорожский национальный технический университет, Украина, E-mail: yarymbash@gmail.com ²Д-р техн. наук, профессор, Севастопольский национальный технический университет, Украина

АНАЛИЗ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ КОНСТРУКЦИИ ТОРЦЕВЫХ СОЕДИНЕНИЙ БОКОВЫХ ШИННЫХ ПАКЕТОВ И ТОКОПОДВОДОВ ПЕЧЕЙ ГРАФИТАЦИИ

Предлагается методика оценки электрических параметров шинных соединений токоподводов печи графитации с боковыми шинными пакетами на основе сопряженных пространственных математических моделей электромагнитных и электротепловых процессов. При численном моделировании обеспечивается высокая точность и вычислительная эффективность расчетов путем дифференциации плотности конечных элементов в расчетной области, которая повышается в зонах концентрации магнитного поля. Выполняется анализ энергоэффективности конструктивных исполнений торцевых шинных систем печей графитации переменного тока и предлагаются технические решения для снижения массы, активных потерь и реактивной мощности.

Ключевые слова: печь графитации, токоподвод, шинные пакеты, идентификация, электрические параметры, электромагнитные и электротепловые процессы, вычислительная эффективность, критерии равной загруженности, снижение массы активных материалов.

Ликвидность и конкурентоспособность отечественной электродной продукции на мировом и внутреннем рынках определяется ее качеством и себестоимостью. Наиболее продолжительным (2-3 суток) и энергоемким (до 4-8 MBt[‡]ч на тонну продукции) в технологическом цикле электродного производства является процесс графитации. Широкое распространение получили электротехнические комплексы графитации большой мощности (ЭТКГ) с печами Ачесона, которые являются печами сопротивления прямого действия. Установленная мощность этих печей в секциях современных ЭТКГ переменного тока достигает 64-100 МВт [1]. Высокая энергоемкость электродной промышленности и установившаяся тенденция роста тарифов на энергоресурсы требует поиска новых путей повышения энергоэффективности, в том числе ЭТКГ.

На уровень энергоэффективности ЭТКГ существенное влияние оказывает конструктивное исполнение короткой сети (КС), электрические потери в которой могут достигать 50 % активной мощности графитации. Они определяются потерями в боковых шинных пакетах (БШП) – 8,9 %, торцевых шинных системах (ТШС) и токоподводах – 38,7 % [2]. Поэтому задача поиска энергоэффективных конструктивных решений для сложных взаимосвязанных пространственных многокомпонентных шинных систем КС является актуальной в научном и в практическом плане.

При проектировании шинных систем КС широкое применение получили эмпирические соотношения, методы теории электрических цепей [3] и среднегеометрических расстояний [4], которые обладают алгоритмической простотой, не требуют значительных вычислитель-

© Ярымбаш Д. С., Олейников А. М., 2013

ных ресурсов и специальных пакетов прикладных программ. Однако такой подход не всегда обеспечивает разработку конструктивных решений достаточного уровня энергоэффективности, так как в его основе лежит целый ряд допущений и упрощений, которые не позволяют оценивать реальную картину электромагнитных и электротепловых процессов в сложных пространственно-геометрических системах шинных пакетов печной петли (ПП), токоподводов и керна печи графитации (ПГ). Все это приводит к росту погрешностей при расчетах электрических сопротивлений, токовых нагрузок, электрических потерь в токоведущих элементах и не позволяет адекватно оценить температурные режимы их работы. Для сложных пространственно-геометрических многокомпонентных ТШС использование известных плоскопараллельных формулировок математических моделей электромагнитных и электротепловых процессов [5, 6] также не обеспечивает требуемые по точности и достоверности расчетные результаты.

Развитие и совершенствование методического обеспечения систем автоматизированного проектирования сложных пространственно-геометрических многокомпонентных ТШС в структуре КС ЭТКГ должно базироваться на численном анализе пространственных электромагнитных и температурных полей в торцевых областях ПП. Это обеспечит высокую точность идентификации электрических сопротивлений, токовых нагрузок, потерь в ТШС, БШП, токоподводах ПГ в структуре КС ЭТКГ и достоверность оценки энергоэффективности компонентов ПП.

Цель работы заключается в разработке методики оценки энергоэффективности конструкции шинных соединений токоподводов печи графитации с боковыми шинными пакетами на основе сопряженных пространственных математических моделей электромагнитных и электротепловых процессов, и идентификации электрических параметров печной петли.

Для описания электромагнитных процессов применяется сопряженная система уравнений Максвелла в геометрических областях БШП, ТШС, токоподводов, теплоизоляции и окружающей среды, сформулированная для комплексных амплитуд векторного магнитного и электрического потенциалов [7]:

$$\begin{cases} -\nabla \left[\left(j\omega\sigma_{i} - \omega^{2}\varepsilon_{0}\varepsilon_{r,i} \right) \cdot \mathbf{A}_{i} \right] + \nabla \left[\left(\sigma_{i} + j\omega\varepsilon_{0}\varepsilon_{r,i} \right) \nabla V_{i} - \mathbf{J}_{i}^{e} \right] = 0, \\ \left(j\omega\sigma_{i} - \omega^{2}\varepsilon_{0}\varepsilon_{r,i} \right) \mathbf{A}_{i} + \nabla \times \left(\mu_{i}^{-1} \nabla \times \mathbf{A}_{i} \right) + \left(\sigma_{i} + j\omega\varepsilon_{0}\varepsilon_{r,i} \right) \nabla V_{i} = \mathbf{J}_{i}^{e}, \end{cases} \quad i = 1, 2, 3, 4, 5, \quad (1)$$

где ω – угловая частота, рад/с; σ – удельная электрическая проводимость, См/м; $\varepsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ – электрическая постоянная, $\Phi/м$; ε_r – диэлектрическая проницаемость; **A** – векторный магнитный потенциал, Вб/м; *V* – комплексная амплитуда электрического потенциала, В; **J**^e – комплексная плотность тока, А/м²; μ_i – магнитная проницаемость, Гн/м; индексы *i* = 1,2,3,4,5 – соответствуют областям: торцевых шин, боковых шинных пакетов, токоподводов, графитовой плиты, теплоизоляции и окружающей среды. Процессы конвективного теплообмена при линейной зависимости плотности охлаждающего воздуха от температуры $\rho(T) = \rho_0(1-\beta T)$ описываются системой уравнений вида [7]:

$$\begin{cases} (\mathbf{v}_{i} \cdot \nabla) \mathbf{v}_{i} = -\rho_{0,i}^{-1} \nabla \mathbf{p}, i + \mathbf{v}_{i} \Delta \mathbf{v}_{i} - \beta_{i} T_{i} \mathbf{g}, \\ \mathbf{v}_{i} \nabla T_{i} = \chi_{i} \Delta T_{i}, & i = 5, \\ div \mathbf{v}_{i} = 0, \end{cases}$$
(2)

где ρ_0 – плотность газа при температуре T_0 , кг/м³; T – отклонение температуры от значения T_0 , °C; υ – вектор скорости свободной конвекции воздуха, м/с; \mathbf{p} – давление, Па; $\chi = \lambda/c \cdot \rho$ – коэффициент температуропроводности, м²/с; c – теплоемкость, Дж/(кг·°С); g – ускорение свободного падения, м/с²; β – коэффициент объемного расширения газа, 1/°С; ν – кинематическая вязкость, м²/с.

Для областей токоподводов и шинных систем применяются уравнения стационарной теплопроводности [7]:

$$\begin{cases} div(\lambda_i(T_i) \cdot \mathbf{grad}(t_i)) - Q_i(T_i) = 0, \\ Q_i(t_i) = \frac{1}{2} \sigma_i(T_i)^{-1} \mathbf{J}_i \cdot \mathbf{J}_i^*, & i = 1, 2, 3, \\ \mathbf{J}_i = -\sigma_i(T_i) \cdot (\mathbf{grad}(V_i) + j \omega \mathbf{A}_i), \end{cases}$$
(3)

где $\lambda_i(T_i)$ – коэффициент теплопроводности; $Q_i(T_i)$ – удельные мощности источников тепла $i = 1, 2, 3; \mathbf{J}_i$ – амплитудное значение плотности тока в проводящей среде.

В области теплоизоляции ПГ токами утечки можно пренебречь и положить $Q_4 = 0$, упростив уравнение (3) к виду

$$div(\lambda_4(T_4) \cdot \operatorname{grad}(t_4)) = 0.$$
(4)

Система уравнений (1) замыкается условиями калибровки Кулона,

$$div(\mathbf{A}) = 0, \qquad (5)$$

граничными условиями магнитной и электрической изоляции на внешних границах

$$\left\{ \mathbf{A}_{i} = \mathbf{0} \right|_{\forall j \in \{1,5\}}, V_{i} = \varphi_{i} \left|_{\forall j \in \{1,3\}}, \mathbf{n}_{i} \cdot \left(\mathbf{J}_{i}\right) = \mathbf{0} \right|_{j=4,5}, \quad (6)$$

условиями сопряжения сред [7],

$$\begin{cases} \left(\mathbf{H}_{\tau_{i}} - \mathbf{H}_{\tau_{k}}\right) = 0 \Big|_{\forall i, k \in \{1, 4\}, i \neq k}, \\ \left(\mathbf{J}_{n_{i}} - \mathbf{J}_{n_{k}}\right) = 0 \Big|_{\forall i, k \in \{1, 4\}, i \neq k}, \end{cases}$$
(7)

где \mathbf{H}_{τ} – тангенциальная составляющая напряженности магнитного поля; \mathbf{J}_n – нормальная составляющая плотности электрического тока.

Для уравнений конвективной теплопередачи (2) и теплопроводности (3), (4) граничные условия определяются известными механизмами конвективного и лучистого теплообмена, которые с достаточно высокой точностью могут быть описаны соотношением [8]

$$\lambda(t_i)_i \operatorname{\mathbf{grad}}_n(t_i) = \alpha_{\kappa_i}(\theta_i) \cdot (\theta_i - \theta_{oc}) + \alpha_{u_i} \cdot (1 - \varphi) \cdot (\theta_i^4 - \theta_{oc}^4), \quad i = 1, 2, 3,$$
(8)

где α_κ, α_u – коэффициенты конвективного и лучистого теплообмена; φ – коэффициент лучистого экранирования шин.

Условия сопряжения сред с различными теплофизическими свойствами формулируются в виде:

$$\begin{cases} \left| \left(\lambda_i(\theta_i) \mathbf{grad}_{\mathbf{n}}(\theta_i) - \lambda_k(\theta_k) \mathbf{grad}_{\mathbf{n}}(\theta_k) \right) = 0, \\ \theta_i - \theta_k = 0, \end{cases} \right|_{\forall i, k \in (1,3), i \neq k} \cdot (9)$$

Для описания переходных контактных сопротивлений на границах сопряжения медных шин и графитовых токоподводов, в окрестностях этих границ вводятся вспомогательные подобласти, толщина которых не превышает 20 % толщины шины электрического соединения БШП с токоподводом ПГ. Ширина вспомогательной подобласти соответствует ширине шины, а высота - высоте токоподвода ПГ. Удельная проводимость вспомогательной подобласти определяется из условия равенства ее электрического сопротивления переходному контактному сопротивлению на границе «электропроводящая шина – графит». В этом случае граничные условия для вспомогательных подобластей описываются соотношениями (7), что обеспечивает неразрывность поля электрических потенциалов и, как следствие, устойчивость решения методом конечных элементов.

На плоскости симметрии расчетной области формулируются условия вида [7]

$$\left\{\mathbf{H}_{\tau i} = \mathbf{0}\Big|_{i=1,5}, \mathbf{J}_{ni} = \mathbf{0}\Big|_{i=1,5}, \mathbf{grad}_{\mathbf{n}}(\mathbf{\theta}_{i}) = \mathbf{0}\Big|_{i=1,5}.$$
 (10)

Граничное условие (9) позволяет разделить решение систем уравнений (1), (2), (4) электротепловой модели и системы уравнений конвективного теплообмена (3), обеспечивая высокую вычислительную эффективность при реализации 3-D модели (1)–(4) с условиями (5)–(10) методом конечных элементов [7] в структуре средств ComsolMultiphysics.

Для идентификации электрических параметров элементов торцевой области ПП выполняется расчет амплитуд токов, протекающих через ориентированные в пространстве сечения вторичных токопроводов $\Pi(\Pi_{yz},\Pi_{xz},\Pi_{xy})_{ii}$

$$\begin{cases} I_{\Pi} \Big|_{j,i} = \sqrt{\mathbf{I}_{x} \cdot \mathbf{I}_{x}^{*} + \mathbf{I}_{y} \cdot \mathbf{I}_{y}^{*} + \mathbf{I}_{z} \cdot \mathbf{I}_{z}^{*}} \Big|_{j,i}, \\ \mathbf{I}_{x} \Big|_{j,i} = \iint_{\Pi_{yz}} \mathbf{j}_{x} dy dz \Big|_{j,i}, \mathbf{I}_{y} \Big|_{j,i} = \iint_{\Pi_{xz}} \mathbf{j}_{y} dx dz \Big|_{j,i}, \mathbf{I}_{z} \Big|_{j,i} = \iint_{\Pi_{xy}} \mathbf{j}_{z} dx dy \Big|_{j,i}, \qquad (11)$$

На *j*-х участках торцевых шинных систем, БШП и токоподводов определяются падения напряжения, полные мощности, активные потери и средние значения удельных потерь

$$\begin{cases} \Delta U_{j,i} = \varphi_j - \varphi_i, \quad \varphi = \frac{1}{\Pi} \iint_{\Pi} \varphi d\Pi, \\ S|_{j,i} = \frac{1}{2} \sqrt{\Delta U_{j,i} \cdot \Delta U_{j,i}^* \times I_{\Pi}|_{j,i} \cdot I_{\Pi}|_{j,i}^*}, \\ P|_{j,i} = \frac{1}{2} \iiint_{V_{j,i}} \sigma_{j,i}^{-1} \mathbf{j} \cdot (\mathbf{j})^* dx dy dz, \\ p|_{j,i} = P|_{j,i} / V_{j,i}. \end{cases}$$
(12)

Формулируются соотношения для расчета полных, активных и реактивных мощностей в торцевой области ПП, включающей участки БШП, ТШС и токоподводов печи графитации

$$\begin{cases} S_{\Sigma} = \sum_{i} \left(\sum_{j} S |_{j,i} \right) = \sum_{i} \left(\sum_{j} \left(\frac{1}{2} \sqrt{\Delta U_{j,i} \cdot \Delta U_{j,i}^{*} \times I_{\Pi} |_{j,i} \cdot I_{\Pi} |_{j,i}^{*}} \right) \right) = \sum_{i} S_{i} = \frac{1}{2} |\Delta U_{\Pi\Pi}| \cdot |I_{\Sigma}|, \\ P_{\Sigma} = \sum_{i} \left(\sum_{j} P |_{j,i} \right) = \sum_{i} P_{i} = \frac{1}{2} |\Delta U_{\Pi\Pi}| \cdot |I_{\Sigma}| \cdot \cos(\varphi_{\Sigma}), \\ Q_{\Sigma} = \sum_{i} \left(\sum_{j} Q |_{j,i} \right) = \sum_{i} Q_{i} = \sqrt{S_{\Sigma}^{2} - P_{\Sigma}^{2}} = \frac{1}{2} \mu_{0} \iiint_{V} H \cdot H^{*} dx dy dz = \frac{1}{2} |\Delta U_{\Pi\Pi}| \cdot |I_{\Sigma}| \cdot \sin(\varphi_{\Sigma}). \end{cases}$$

$$(13)$$

С использованием выражений (11)–(13) определяются эквивалентные падения напряжения на ТШС, участках БШП и токоподводов ПГ, их активные, реактивные и полные сопротивления с учетом температурных режимов работы системы вторичных токопроводов и их соответствия требованиям ПУЭ по допустимым уровням нагрева

$$\begin{cases} \Delta U_{\Im KB_{i}} = \frac{S_{i}}{|I_{\Sigma}|}, \\ Z_{\Im KB_{i}} = \frac{\Delta U_{\Im KB_{i}}}{|I_{\Sigma}|}, \\ R_{\Im KB_{i}} = \frac{P_{i}}{|I_{\Sigma}|^{2}}, \\ X_{\Im KB_{i}} = \sqrt{Z_{\Im KB_{i}} - R_{\Im KB_{i}}}. \end{cases}$$
(14)

С учетом четвертого соотношения системы (12) вводится критерий равновеликой электротепловой нагрузки для шин ТШС

$$p|_{j,i} = p_{\text{доп}\,j}, j = 1,..., N_{\text{тшс}}$$
 (15)

и определяются их эффективные сечения

$$\Pi_{\mathrm{III},j}\Big|_{p_{\mathrm{JOII}}} = \frac{P_{\mathrm{III},j}}{p_{\mathrm{JOII}_{j}} \cdot l_{\mathrm{III},j}}, j = 1, \dots, N_{\mathrm{TIIIC}}, \qquad (16)$$

где $\Pi_{\text{III},j}\Big|_{p_{\text{доп}}}$ – эффективное сечение, $p_{\text{доп}_j}$ – предельно

допустимые по условиям нагрева удельные потери, $l_{{\rm III},i}$ – длина j-й шины ТШС.

Неравномерность распределения токов по параллельным ветвям ТШС оценивается с помощью коэффициента неравномерности токораспределения

$$k_{I} = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^{N_{nj}} \left(I_{\Pi} \big|_{j,i} \times I_{\Pi} \big|_{j,i}^{*} \right)}{\left(\sum_{j=1}^{N_{nj}} I_{\Pi} \big|_{j,i} \right) \times \left(\sum_{j=1}^{N_{nj}} I_{\Pi} \big|_{j,i} \right)^{*}}}$$

При совместном решении систем уравнений (1)–(4) с условиями (5)–(10) для сокращения затрат вычислительных и временных ресурсов применяется варьирование размеров конечных элементов в расчетных подобластях. В шинах, пакетах медных лент, контактных плитах обеспечивается большая плотность конечных элементов. В токоподводах ПГ, у внешних границ расчетной области размеры конечных элементов увеличивают, что позволяет сократить затраты времени, требования к вычислительным ресурсам без снижения точность расчетов. Дифференциация плотности конечных элементов в пространстве расчетной области обеспечивает вычислительную эффективность и точность. Относительные невязки суммарных токов токоподводов ПГ и ТШП составляют 0,315 % для модулей амплитуд и 0,07 % для фаз.

При моделировании выполняются итерации по критерию равновеликой электротепловой нагрузки (15) с заданной точностью $|p|_{j,i} - p_{\text{доп}j}| \le \varepsilon_j$ и последовательно корректируются размеры шин $(a_{\text{ш}j}) \times (b_{\text{ш}j})$ с учетом их эффективного поперечного сечения (16) и глубины проникновения поля δ_H в соответствующий проводниковый материал [3]

$$\delta_H = \sqrt{2/(\omega \sigma \mu_j)}, \ a_{\mathrm{III}j} \approx (2 \div 3) \cdot \delta_H, \ b_{\mathrm{III}j} \approx \Pi_{\mathrm{III},j} \Big|_{p_{\mathrm{gon}}} \Big/ a_{\mathrm{III}j}.$$

При анализе энергоэффективности рассматривается ряд конструктивных исполнений ТШС (рис. 1).

В первом (базовом) варианте конструктивного исполнения ТШС функционирующей в производственных условиях ПГ переменного тока все параллельные плети шин прямоугольного сечения располагаются на одном уровне с нижними гранями токоподводов и имеют одинаковые сечения. С торцевой стороны алюминиевые трубы БШП соединяются по схеме «зигзаг» алюминиевыми уравнителями.

Для второго варианта конструктивного исполнения пара верхних плетей ТШС располагается на уровне верхних граней соответствующих им токоподводов ПГ, а двух нижних плетей – на уровне нижних граней.

В третьем варианте ТШС плети попарно расщепляются по вертикали и каждый графитовый токоподвод заднего торца ПГ подключается к БШП посредством двух параллельных шин. Шины ТШС располагаются симметрично относительно горизонтальной оси ПГ. В четвертом варианте плети ТШС по отношению к третьему варианту дополнительно расщепляются по горизонтали и каждый графитовый токоподвод заднего торца ПГ подключается к БШП посредством двух параллельных шин. В третьем и четвертом вариантах конструктивного исполнения ТШС шины располагаются симметрично относительно горизонтальной оси ПГ.

Шины ТШС крепятся к боковым граням токоподводов нажимными плитами и стяжными шпильками. Это обуславливается ограниченностью пространства между токоподводами и требованиями надежности электрического соединения токоподводов с шинами. Монтаж токоподводов в торцевой стенке ПГ обеспечивает их электрический контакт с массивной графитовой плитой, которая выравнивает электрические потенциалы торцов токоподводов со стороны керна.

Погрешность результатов моделирования и расчетов для базового варианта конструктивного исполнения ТШС оценивается при сравнении с экспериментальными данными регистрации токов в токоподводах заднего торца ПГ [9] и не превышает 3,45 % по амплитуде токов и 2,04 % по их фазе на всем протяжении кампании графитации.



Рис. 1. Магнитное поле в расчетной области ПП ($|\mathbf{H}| = 15 \text{ кА/м}$): *а* – вариант 1; *б* – вариант 2; *в* – вариант 3; *г* – вариант 4

При анализе магнитного поля в расчетной области выделяются зоны его локализации, которые в режиме максимума мощности графитации ограничиваются поверхностями модуля амплитуды напряженности магнитного поля равного 15 кА/м (рис. 1). Внешние поверхности, ограничивающие эти зоны локализации, находятся в токоподводах, в трубах внутреннего ряда и верхней трубе наружного ряда шин БШП, вокруг горизонтальных участков шин ТШС. Около уравнителей со стороны задних торцов шин БШП и внешних граней токоподводов ПГ зоны локализации не наблюдаются. Для каждого варианта конструктивного исполнения в зонах соединения шин ТШС с трубами БШП и токоподводами ПГ отмечаются существенные отличия 3-D распределения напряженностей от распределения для плоскопараллельного магнитного поля (рис. 1).

Выбор варианта конструктивного исполнения ТШС обуславливает изменение характера распределения магнитного поля токоподводов ПГ. При последовательном рассмотрении базового варианта и далее второго, третьего и четвертого вариантов конструктивных исполнений (рис. 1, *a*, *б*, *в*, *г*) наблюдается усиление неравномерности при локализации магнитного поля в токоподводах ПГ и возле их внутренних граней. Объем зон локализа-

ции увеличивается для крайних токоподводов и уменьшается для внутренних токоподводов ПГ по мере увеличения числа параллельных плетей ТШС. Это также подтверждает сильное воздействие внешнего поверхностного эффекта в ТШС и токоподводах. Симметричному расположению шинных плетей ТШС соответствует симметричная локализация магнитного поля плетей ТШС и токоподводов ПГ (рис. 1, *б*, *в*, *г*). При этом для базового варианта конструктивного исполнения отмечается наибольший объем зон локализации магнитного поля вокруг шинных плетей ТШС (в 1,15, 1,35 и 1,67 раза больше чем у второго, третьего и четвертого вариантов конструктивного исполнений соответственно).

Эти особенности распределения магнитного поля обуславливают неравномерность распределения падений напряжения и токов на рассматриваемых участках ПП, которые вытесняются в крайние шины ТШС, БШП и шины внутреннего ряда БШП, а также существенное увеличение удельных потерь в крайних шинах БШП, ТШС и токоподводах ПГ. Для предлагаемых вариантов конструктивных исполнений ТШС (рис. 1, δ , ϵ , ϵ) эквивалентные падения напряжения на ТШС незначительно отличаются от базового варианта (на 0,6 %, 3,2 %, 4,7 % соответственно).

На рис. 2. приведены векторные диаграммы токов в шинах ТШС (сплошные линии) и графитовых токоподводах заднего торца ПГ (штриховые линии) для четырех вариантов конструктивного исполнения. Силы токов в наружных шинах ТШС у базового варианта конструктивного исполнения в 1,6-1,65 раза больше чем во внутренних шинах, фазовый сдвиг между этими токами составляет 8,12 эл. град. (рис. 2, а). Для второго варианта конструктивного исполнения и симметрично расположенных параллельных ветвей ТШС силы токов нижней и верхней плетей ТШС превышают силы токов во внутренних шинах в 1,4–1,43 раза, сдвиг по фазе между этими токами составляет 6,7 эл. град. (рис. 2, б). Для третьего варианта конструктивного исполнения, когда каждая плеть ТШС расщепляется по вертикали на две параллельные ветви, соотношение между наибольшим и наименьшим значениями токов в параллельных ветвях ТШС увеличивается до 2,6 раз, фазовый сдвиг между токами в шинах достигает 15,61 эл. град. (рис. 2, в). Для четвертого варианта конструктивного исполнения, когда подключение каждого графитового токоподвода заднего торца к БШП осуществляется четырьмя шинами, значение отношения токов в наружных и внутренних шинах достигает 6,986, сдвиг максимального и минимального тока по фазе составляет 34,197 эл. град. (рис. 2, г). Несимметричное расположение труб БШП по высоте керна ПГ также увеличивает неравномерность токовых нагрузок параллельных ветвей ТШС до 3 %, которая сильнее выражена для базового варианта ТШС из-за несимметричного расположения шин.



1 – токи в торцевых шинах, 2 – токи в токоподводах заднего торца ПГ; 3 – ток БШП

Рис. 2. Векторные диаграммы токов в шинах ТШС и токоподводах заднего торца ПГ для базового (*a*), второго (*б*), третьего (*в*) и четвертого (*г*) вариантов конструктивного исполнений ТШС

Неравномерность распределения токов в ТШС обуславливается также особенностями распределения токовых нагрузок токоподводов заднего торца ПГ (рис. 2). Для базового, второго, третьего и четвертого вариантов конструктивного исполнения ТШС силы токов крайних токоподводов превышают силы токов внутренних токоподводов в 1,704, 1,536, 1,829 и 1,849 раза (рис. 2, *a*-*г*). При этом фазовые сдвиги между токами в крайних и внутренних токоподводах для базового, второго, третьего и четвертого вариантов конструктивного исполнения ТШС составляют 8,944 эл. град., 6,697 эл. град., 11,524 эл. град. и 11,631 эл. град. соответственно. При втором варианте конструктивного исполнения ТШС обеспечивается более равномерное распределение токов в токоподводах заднего торца, снижаются токовые нагрузки крайних токоподводов и, соответственно, активные потери в них.

При выборе геометрических параметров шин по критерию (15) электрические потери и активные сопротивления ТШС для рассмотренных вариантов конструктивного исполнения меняются незначительно на 0,4–1,2 % (рис. 3, *a*), что обусловлено погрешностями расчетов. Индуктивные сопротивления ТШС в 17 и более раз превышают активные сопротивления ТШС. Увеличение числа параллельных ветвей у варьируемых вариантов конструктивного исполнения ТШС определяет изменения индуктивных сопротивлений ТШС. Для второго варианта





1,2,3,4 - варианты конструктивного исполнения ТШС

Рис. 3. Активные (*a*) и индуктивные (б) сопротивления ТШС

конструктивного исполнения ТШС индуктивное сопротивление меньше чем для первого на 0,6 %, для третьего – на 4,55 %, для четвертого – на 4,7 % (рис. 3, δ).

Следует отметить, увеличение числа параллельных ветвей ТШС позволяет снизить массу активных материалов для второго, третьего и четвертого вариантов конструктивного исполнения ТШС на 9 %, 18,2 % и 35,8 % по сравнению с базовым вариантом.

Если массу шин новых ТШС принять равной массе шин базового варианта ТШС, то потери можно снизить на 8 %, 14 %, 26 % для второго, третьего и четвертого вариантов конструктивного исполнения.

При модернизации ТШС, соединяющих БШП с токоподводами заднего торца ПГ, четвертый вариант конструктивного исполнения можно считать предпочтительным. Он позволяет снизить величину полного сопротивления на 4,7 % и массу активных материалов на 36 % по сравнению с базовым вариантом. При этом активное сопротивление и активные потери соответствуют базовому варианту конструктивного исполнения. При одинаковой с базовым вариантом массе проводниковых материалов такая модернизация позволит снизить электрические потери на 26 %.

Окончательное решение о целесообразности выбора того или иного варианта конструктивного исполнения для модернизации ТШС должно приниматься с учетом затрат на его изготовление и монтаж. Следует отметить, что эти затраты у базового и второго вариантов конструктивного исполнений одинаковы, а электрические потери в ТШС можно снизить на 9 %.

выводы

Обоснована необходимость 3-D моделирования электромагнитных и электротепловых процессов в области торцевых соединений боковых шинных пакетов и токоподводов печей графитации для повышения точности идентификации электрических параметров ТШС, расчета токовых нагрузок, активных потерь и температурных режимов работы.

По экспериментальным данным регистрации токов в токоподводах заднего торца ПГ дифференциация плотности конечных элементов в пространстве расчетной области обеспечивает заданную точность 3-D моделирования и идентификации электрических параметров. Токовая погрешность расчетов не превышает 3,45 %, угловая – 6,45 %.

Симметричное конструктивное исполнение с четырьмя параллельными плетями ТШС может обеспечить уменьшение массы проводниковых материалов ТШС на 8% снизить неравномерность распределения токов в токоподводах ПГ.

Увеличение числа параллельных ветвей и реализация критерия равной загруженности шин по допустимым удельным электрическим потерям для выбора поперечного сечения позволяет снизать массу проводниковых материалов на 18,2 %–35,8 % или уменьшить активные потери в ТШС при той же массе на 14 %–26 %.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Чалых Е. Ф. Оборудование электродных заводов [Текст] : учебное пособие для вузов / Е. Ф. Чалых. – М. : Металлургия, 1990. – 238 с.
- Соседов В. П. Графитация углеродистых материалов [Текст] / В. П. Соседов, Е. Ф. Чалых. – М. : Металлургия, 1987. – 176 с.
- Данцис Я. Б. Короткие сети и электрические параметры дуговых электропечей [Текст] / Я. Б. Данцис, Г. М. Жилов. – М. : Металлургия, 1987. – 320 с.
- Калантаров П. Л. Расчет индуктивностей [Текст] : справочная книга / П. Л. Калантаров, Л. А. Цейтлин. [3-е изд.] – Л. : Энергоатомиздат, 1986. – 488 с.
- Ярымбаш Д. С. Повышение энергоэффективности бокового шинопакета печей графитации переменного тока [Текст] / Д. С. Ярымбаш, С. Т. Ярымбаш // Технічна електродинаміка. Тематичний вип. Си-

лова електроніка і енергоефективність. Ч. 1–2011.– С. 229–233.

- Ярымбаш, Д. С. Особенности определения параметров электрической схемы замещения печной петли печи графитации переменного тока [Текст] /Д. С. Ярымбаш, И. М. Килимник, С. Т. Ярымбаш // Електротехніка та електроенергетика. 2010. № 2. С. 36–43.
- Ярымбаш Д. С. Идентификация электрических параметров печной петли мощных печей графитации [Текст] / Д. С. Ярымбаш // Электротехника и электромеханика. – 2012. – № 1. – С. 49–54.
- Михеев М. А. Основы теплопередачи [Текст] / М. А. Михеев, И. М. Михеева. – М.: Энергия, 1977. – 344 с.
- Ярымбаш Д. С. Особенности измерения переменного тока в токоподводах печей графитации [Текст] /Д. С. Ярымбаш//Электротехника и электроэнергетика. – 2005. – № 1. – С. 74–76.

Стаття надійшла до редакції 27.08.2013.

Яримбаш Д. С.¹, Олейников О. М.²

¹Канд. техн. наук, доцент, Запорізький національний технічний університет, Україна ²Д-р техн. наук, професор, Севастопольський національний технічний університет, Україна АНАЛІЗ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОСТІ КОНСТРУКЦІЇ ТОРЦЕВИХ З'ЄДНАНЬ БІЧНИХ ШИННИХ ПАКЕТІВ ТА СТРУМОПІДВОДІВ ПЕЧЕЙ ГРАФІТАЦІЇ

Запропоновано методику оцінки електричних параметрів шинних з'єднань струмопідводів печі графітації з бічними шинними пакетами на основі сполучених просторових математичних моделей електромагнітних так електротеплових процесів. При чисельному моделюванні забезпечується висока точність та обчислювальна ефективність розрахунків шляхом диференціації густини кінцевих елементів в розрахунковій області, котра підвищується у зонах концентрації магнітного поля. Виконано аналіз енергоефективності конструктивних виконань торцевих шинних систем печей графітації змінного струму та запропоновано технічні рішення для зниження маси, активних втрат та реактивної потужності.

Ключові слова: піч графітації, струмовідвід, шині пакети, ідентифікація, електричні параметри, електромагнітні та електротеплові процеси, обчислювальна ефективність, критерій рівного завантаження, зниження маси активних матеріалів.

Yarymbash D. S.¹, Olejnikov O. M.²

¹Ph.D. Tech., Associate Professor, Zaporizhzhya National Technical University, Ukraine

²D.Sc.Tech., Professor, Sevastopol National Technical University, Ukraine

ANALYSIS OF ENERGY EFFICIENCY OF BUTT END CONNECTIONS CONSTRUCTION OF SIDE BUS PACKAGES AND CURRENT FEEDERS OF GRAPHITIZATION FURNACE

The methods of the electrical parameter identification of the butt end bus connections of graphitization furnace current feeders with side bus packets basing on the conjugate three-dimensional mathematical models of electromagnetic and electro-thermal processes are presented. The finite element methods of solving partial derivatives vector equations systems in three-dimensional domain are used. The temperature dependences of the electro-physical properties and thermo-physical properties of the active materials and the external bus surface conditions of natural convection and radiation heat transfer are taken into account. The high accuracy and computational efficiency numerical calculations by using variations of the finite elements densities in the computational domain are produced. The finite elements densities in the domains of the magnetic field concentration are increased. The basic and new designs of butt end bus systems of AC graphitization furnace are considered. The calculations of geometric parameters of the bus conductors by using the equality criterion of active loss densities are presented. The currents, voltage drops, current density, electrical losses densities, active and inductive resistance of bus of side bus packages, butt end bus connections and graphite feeders are identified. The energy efficiency of butt end graphitization furnace electrical connections of different numbers of parallel buses is analyzed. The technical decisions to reduce weight, active and reactive power losses of bus butt end connections are substantiated.

Keywords: graphitization furnaces, current feeder, bus packages, electrical parameters identification, electromagnetic and electro-thermal processes, finite element density, energy efficiency, active and reactive power losses.

REFERENCES

- Chalyh E. F. Oborudovanie jelektrodnyh zavodov [Tekst]: uchebnoe posobie dlja vuzov. Moscow, Metallurgija, 1990, 238 p.
- 2. Sosedov V. P., Chalyh E. F. Grafitacija uglerodistyh materialov [Tekst]. Moscow, Metallurgija, 1987, 176 p.
- Dancis Ja. B., Zhilov G. M. Korotkie seti i jelektricheskie parametry dugovyh jelektropechej [Tekst]. Moscow, Metallurgija, 1987, 320 p.
- Kalantarov P. L., Cejtlin L. A. Raschet induktivnostej [Tekst]: spravochnaja kniga [3-e izd.], Leningrad, Jenergoatomizdat, 1986, 488 p.
- 5. Jarymbash D. S., Jarymbash S. T. Povyshenie jenergojeffektivnosti bokovogo shinopaketa pechej grafitacii peremennogo toka [Tekst]. *Tehnichna*

elektrodinamika. Tematichnij vip. Silova elektronika i energoefektivnist', 2011, pp. 229–233.

- Jarymbash D. S., Kilimnik I. M., Jarymbash S. T. Osobennosti opredelenija parametrov jelektricheskoj shemy zameshhenija pechnoj petli pechi grafitacii peremennogo toka [Tekst], *Elektrotehnika ta elektroenergetika*, 2010, No. 2, pp. 36–43.
- Jarymbash D. S. Identifikacija jelektricheskih parametrov pechnoj petli moshhnyh pechej grafitacii [Tekst], *Jelektrotehnika i jelektromehanika*», 2012, No. 1, pp. 49–54.
- 8. Miheev M. A., Miheeva I. M. Osnovy teploperedachi [Tekst]. Moscow, Jenergija, 1977, 344 p.
- Jarymbash D. S. Osobennosti izmerenija peremennogo toka v tokopodvodah pechej gra-fitacii [Tekst], *Jelektrotehnika i jelektrojenergetika*, 2005, No. 1, pp. 74–76.

УДК 621.314+ 621.316

Сінолиций А. П.¹, Кольсун В. А.², Козлов В. С.³

¹Д-р. техн. наук, професор, ДВНЗ «Криворізький національний університет», Україна ²Канд. техн. наук, доцент, ДВНЗ «Криворізький національний університет», Україна ³Аспірант, ДВНЗ «Криворізький національний університет», Україна, E-mail: vskpost@yandex.ru

Р-Q ТЕОРІЯ МИТТЄВОЇ ПОТУЖНОСТІ ДЛЯ ПРИСТРОЇВ АКТИВНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ. ОБМЕЖЕННЯ ЗАСТОСУВАННЯ

Проведено аналіз однієї з сучасних теорій миттєвої потужності. Враховуючи критику теорії, встановлено межі застосування останньої. Приведено приклад застосування p-q теорії для активного фільтра гармонік, що працює в умовах несиметричної мережі живлення. Визначено критерії оптимальності, за якими може працювати пристрій активної фільтрації, що засновано на p-q теорії миттєвої потужності.

Ключові слова: енергозбереження, p-q теорія, активний фільтр, несиметрія фазної напруги.

ПРОБЛЕМА ТА ЇЇ ЗВ'ЯЗОК З НАУКОВИ-МИ ТА ПРАКТИЧНИМИ ЗАВДАННЯМИ

Сучасні виробники активних фільтрів використовують доволі різноманітний математичний апарат для керування силовою частиною фільтра. Однією з найпопулярніших теорій для визначення складових потужності мережі живлення є p-q теорія миттєвої потужності, запропонована Akagi та ін. в [1]. Зазначена теорія зазнала критики від опонентів [2, 3], які вказують на некоректність останньої за нестандартних умов (несиметрія або несинусоїдність фазних напруг, тощо).

АНАЛІЗ ДОСЛІДЖЕНЬ ТА ПУБЛІКАЦІЙ

Більшість робіт, присвячених p-q теорії, описують роботу приладів на основі останньої в умовах синусоїдної симетричної системи напруг. До критики такої теорії належать праці [2, 3, 4], які вказують на окремі факти помилкового визначення складових потужності мережі p-q теорією.

постановка завдання

Проаналізувати існуючі факти критики p-q теорії та на їх основі визначити межі застосування такої теорії миттєвої потужності для пристроїв активної фільтрації гармонік мережі.

ВИКЛАДЕННЯ МАТЕРІАЛУ ТА РЕЗУЛЬТАТИ

Р-q теорія визначає сукупність миттєвих потужностей трипровідних та чогирипровідних з нульовим проводом мереж у часовому просторі. Автори теорії зазначають, що на форми вихідних сигналів струму та напруги не накладається жодних обмежень. Важливим є той факт, що рq теорія розглядає багатофазну мережу як єдине ціле, та оперує з трьома фазами системи живлення одночасно.

Основою p-q теорії є так зване перетворення Кларка, яке дозволяє перейти від системи координат a, b, c до ортогональної нерухомої системи координат α , β . Після переходу до нової системи координат розраховуються

© Сінолиций А. П., Кольсун В. А., Козлов В. С., 2013

складові миттєвої потужності. Нижче представлені перетворення Кларка для трифазної чотирипровідної системи напруг та струмів:

$$\begin{bmatrix} u_0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix}, \quad (1)$$

де u_0 , u_{α} , u_{β} – миттєві значення напруги нульового провідника, напруг осей α та β відповідно; u_A , u_B , u_C – миттєві значення напруг фаз A, B, C відповідно:

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}, \qquad (2)$$

де i_0 , i_{α} , i_{β} – миттєві значення струму нульового провідника, струмів осей α та β відповідно; i_A , i_B , i_C – миттєві значення струмів фаз A, B, C відповідно.

У випадку трифазної трипровідної мережі, напруга та струм u_0 , i_0 відсутні.

Миттєві активна та реактивна потужності системи визначаються, як [1]:

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_0 & 0 & 0 \\ 0 & u_\alpha & u_\beta \\ 0 & -u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, \quad (3)$$

де p_0 – миттєва потужність нульової послідовності; p – миттєва активна потужність; q – миттєва реактивна потужність.

Необхідно зазначити, що в терміни миттєва «активна» та «реактивна» потужності в рамках p-q теорії несуть деякий інший сенс ніж класичні поняття активної та реактивної потужностей [2], зв'язок яких буде показано нижче. Обраховані через трифазну системи значення миттєвих активної та реактивної потужностей будуть мати вигляд [10]

$$p = u_A \cdot i_A + u_B \cdot i_B + u_C \cdot i_C ; \qquad (4)$$

$$q = -\frac{1}{\sqrt{3}} \left((u_A - u_B) \cdot i_C + (u_B - u_C) \cdot i_A + (u_C - u_A) \cdot i_B \right)$$
(5)

Далі автори розкладають миттєві активну та реактивну потужності на постійну та осцилюючу складові [1], а саме

$$p = P + p, \qquad (6)$$

де P – постійна складова миттєвої активної потужності;

P – осцилююча складова миттєвої активної потужності;

$$q = Q + q , \qquad (7)$$

де Q – постійна складова миттєвої реактивної потужності; \tilde{q} – осцилююча складова миттєвої реактивної потужності.

Значення *P* та *Q* є інтегральними значеннями миттєвих активної та реактивної потужностей

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_{0}^{T} p \cdot dt ; \qquad (8)$$

$$Q = \frac{1}{T} \cdot \int_{0}^{T} q \cdot dt .$$
(9)

Осцилюючі значення знаходять з виразів (6), (7), маючи інтегральні значення P та Q.

Автори зазначають [1], що корисною складовою є тільки P, і в більшості випадків, усі інші складові потуж-

ності *P*, *Q*, *q* необхідно компенсувати. Струм, що повинен генерувати активний фільтр, знаходиться через зворотні перетворення Кларка:

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{u_{\alpha}^{2} + u_{\beta}^{2}} \cdot \begin{bmatrix} u_{\alpha} & -u_{\beta} \\ u_{\beta} & u_{\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \widetilde{p} - p_{0} \\ q \end{bmatrix}, \quad (10)$$

де $i_{c\alpha}$, $i_{c\beta}$ – скореговані проекції узагальненого вектора струму в ортогональних координатах α , β відповідно;

$$\begin{bmatrix} i_{cA} \\ i_{cB} \\ i_{cC} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{3}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{3}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -i_0 \\ i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix}, \quad (11)$$

де *i_{cA}*, *i_{cB}*, *i_{cC}* – струми активного фільтру у фазах A, B, C.

Відповідність складових потужності p-q теорії та класичних визначень складових потужності (за Budeanu [4]) показано в табл. 1 з припущенням, що система фазних напруг симетрична та синусоїдна, система струмів симетрична та має у своєму складі вищі гармоніки.

У табл. 1: P_{Cl} , $Q_{(1)Cl}$ – інтегральні значення активної та реактивної потужностей першої гармоніки відповідно; d_{Cl} – миттєве значення потужності спотворення; $i_{(1)A}$, $i_{(1)B}$, $i_{(1)C}$ – миттєві значення струмів перших гармонік фаз A, B, C відповідно; $I_{(1)A}$, $I_{(1)B}$, $I_{(1)C}$ – діючі значення перших гармонік струмів фаз A, B, C відповідно.

Назва в р-q теорії	Класична назва	Визначення через спектрально-інтегральний метод
Р	P_{Cl}	$P_{Cl} = \frac{1}{T} \cdot \int_{0}^{T} (u_A \cdot i_A + u_B \cdot i_B + u_C \cdot i_C) \cdot dt$
\tilde{p}	D_{Cl}	$d_{Cl} = u_A \cdot (i_A - i_{(1)A}) + u_B \cdot (i_B - i_{(1)B}) + u_C \cdot (i_C - i_{(1)C})$
Q	$Q_{(1)Cl}$	$Q_{(1)Cl} = U_A \cdot I_{(1)A} \cdot \sin \angle (U_A, I_{(1)A}) + U_B \cdot I_{(1)B} \cdot \sin \angle (U_B, I_{(1)B}) + U_C \cdot I_{(1)C} \cdot \sin \angle (U_C, I_{(1)C})$
$\stackrel{\sim}{q}$	_	

Таблиця 1. Основні величини p-q теорії та їх відповідність до класичної теорії (запропонованої Budeanu)

Критика зазначеної теорії миттєвої потужності зводиться до таких фактів:

 некоректне визначення складових потужності за наявності несиметрії фазних напруг [2, 3, 5];

 некоректна стратегія компенсації струму за несинусоїдної напруги живлення (наявність вищих гармонік) у випадку активних фільтрів струму [2].

Перший недолік витікає з самої суті аналізу трифазної системи, перетвореної до ортогональної системи координат α, β.

Наприклад, маємо трифазну трипровідну систему живлення. У випадку несиметрії

$$u_A + u_B + u_c = u_0 \neq 0$$
; (12)

$$i_A + i_B + i_C = i_0 = 0. (13)$$

Отже, складова потужності p_0 , розрахована за виразом (3), відсутня та вплив несиметрії, що відображає u_0 , у подальших розрахунках не враховується. Складову p_0 внесено до матриць розрахунку «штучно», що можна побачити, наприклад, через векторний запис основних математичних викладок p-q теорії [6]

$$\begin{cases} \underline{U} = u_{\alpha} + j \cdot u_{\beta} \\ \underline{I} = i_{\alpha} + j \cdot i_{\beta} \end{cases}, \tag{14}$$

де <u>U</u>, <u>I</u> – узагальнені вектори напруги та струму трифазної системи;

$$\underline{S} = \underline{U} \cdot \underline{I}^* = (u_{\alpha} + j \cdot u_{\beta}) \cdot (i_{\alpha} - j \cdot i_{\beta}) =$$

$$= (u_{\alpha} \cdot i_{\alpha} + u_{\beta} \cdot i_{\beta}) + j \cdot (u_{\beta} \cdot i_{\alpha} - u_{\alpha} \cdot i_{\beta}) = (15)$$

$$= p + j \cdot q.$$

Тому величині «активної потужності» за термінологією p-q теорії відповідає скалярний (внутрішній) добуток узагальнених векторів струму та напруги. Величині «реактивної потужності» – векторний (зовнішній) добуток вищеназваних векторів

$$p = \underline{U} \cdot \underline{I} = \operatorname{Re}(\underline{U} \cdot \underline{I}^{*}) =$$

= Re(\underline{U}) · Re(\underline{I}) + Im(\underline{U}) · Im(\underline{I}); (16)

$$q = \underline{U} \times \underline{I} = Jm(\underline{U} \cdot \underline{I}^*) =$$

= Im(\underline{U}) \cdot Re(\underline{I}) - Re(\underline{U}) \cdot Im(\underline{I}).; (17)

Якщо записати вирази (16), (17) у матричному вигляді, отримаємо:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\alpha} & u_{\beta} \\ u_{\beta} & -u_{\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix}.$$
 (18)

Додамо, що геометрично «реактивна потужність» за p-q теорією розташована на вісі, що перпендикулярна площині α, β. Тому вищезазначена величина не може мати розмірності Вт, ВАр, ВА.

Вираз (18) є записом формули (3) без складової p_0 . Нульові складові в матриці перетворення (1), (2) теж є «штучно» внесеними. Як показано в [7], під час аналізу системи напруг (струмів) через симетричні складові, узагальнений вектор напруги (струму) не містить нульової складової, яка повинна бути врахована окремо, а саме

$$u_{g} = \frac{2}{3} [(u_{fA} + u_{rA} + u_{0}) + a^{2}(u_{fC} + u_{rC} + u_{0})] = = \frac{2}{3} [(u_{fA} + u_{rA}) + a(u_{fB} + u_{rB}) + a^{2}(u_{fC} + u_{rC}) + u_{0}(1 + a + a^{2})] = u_{f} + u_{r}$$
(19)

де *а* – оператор трифазної системи;

$$a = e^{\frac{2}{3}\pi \cdot j},$$
 (20)

 u_{fA}, u_{fB}, u_{fC} – миттєві значення фазних напруг A, B, C системи прямої послідовності; u_{rA}, u_{rB}, u_{rC} – миттєве значення фазних напруг A, B, C системи зворотної послідовності; u_g – миттєве значення узагальненої напруги системи живлення; u_f, u_r – миттєве значення напруг прямої та зворотної послідовностей.
Із рівняння (19) видно, що узагальнений вектор напруги при будь-якому виді несиметрії завжди буде містити тільки складові прямої та зворотної послідовностей [7].

Отже, апарат p-q теорії, не враховує впливу несиметрії мережі. Однак, деякі вчені зазначають, що пристрої, побудовані за p-q теорією, досить вдало працюють за незначної несиметрії мережі [8].

Інший недолік (некоректна генерація струму корекції за несинусоїдної напруги живлення у випадку активних фільтрів струму) пов'язаний з неможливістю компенсувати вибіркові гармоніки струму. Зазначений факт ілюструють формули (15), (16), та (17). Векторний та скалярний добуток узагальнених векторів напруги та струму основної частоти, що покладено в основу p-q теорії, переноситься на миттєві значення сигналів, що мають у своєму складі вищі гармоніки. Така дія викликає сумнів з точки зору фізичної адекватності.

Як приклад можна взяти активне навантаження, яке підключене до трифазної симетричної системи живлення, напруга якої має в своєму складі вищі гармоніки. В такому випадку для проходження в навантаження максимуму активної потужності активному фільтру не має сенсу генерувати будь-який струм. Але за p-q теорією

існує складова активної потужності *P*, яка несе негативний зміст. Іншим недоліком можна вважати факт неможливості зробити струм мережі синусоїдним за умов несинусоїдної напруги. На рис. 1 показано струм та напругу мережі з активним навантаженням до компенсації та після компенсації. Система напруг симетрична:

$$\begin{split} u_{A} &= U_{m} \cdot \sin(\omega \cdot t) + \\ &+ \frac{1}{5} \cdot U_{m} \cdot \sin(5 \cdot \omega \cdot t); \\ u_{B} &= U_{m} \cdot \sin(\omega \cdot t + \frac{2}{3} \cdot \pi) + \\ &+ \frac{1}{5} \cdot U_{m} \cdot \sin(5 \cdot \omega \cdot t + \frac{5 \cdot 2}{3} \cdot \pi); \\ u_{A} &= U_{m} \cdot \sin(\omega \cdot t + \frac{4}{3} \cdot \pi) + \\ &+ \frac{1}{5} \cdot U_{m} \cdot \sin(5 \cdot \omega \cdot t + \frac{5 \cdot 4}{3} \cdot \pi), \end{split}$$
(21)

де U_m – амплітудне значення напруги, $U_m = 220 \cdot \sqrt{2}$ (В); ω – кугова частота мережі, $\omega = 314$ (с-1).

Система струмів має вигляд

$$i_A = \frac{u_A}{R}; i_B = \frac{u_B}{R}; i_C = \frac{u_C}{R},$$
 (22)

де *R* – активний опір навантаження.

Інтегральне значення активної потужності мережі за виразами (4) та (8) залишаються незмінними, як до так і після компенсації. Змінюється лише форма миттєвої по-



Рис. 1. Фазна напруга та струм мережі до компенсації (*a*), фазний струм зі струмом активного фільтру після компенсації (*б*), миттєва потужність трифазної мережі за виразом (4) до та після компенсації (*в*)

тужності трифазної системи живлення. Як видно з рис. 1, в фільтр працює за критерієм «рівномірного споживання енергії навантаженням» [9]. Аналогічною є ситуація з нелінійним навантаженням та будь-якою (симетричною або несиметричною) системою живлення: під час ком-

пенсації складових потужності *p*, *Q*, *q* пристрій активної фільтрації завжди працюватиме в режимі передачі постійної потужності до навантаження та компенсації зворотних потоків енергії. Стосовно компенсації складових реактивної потужності

Q, q можна подати приклад: мережа живлення з синусоїдною несиметричною напругою, до якої підключено мостову схему перетворення з активним навантаженням. Кут керування перетворювача $\alpha = 30^{\circ}$. На рис. 2 зображені фазний струм, перша гармоніка фазного струму та миттєва погужність мережі до та після компенсації.

Як видно з рис. 2, *в* – пристрій компенсації некоректно визначає реактивну потужність першої гармоніки мережі. Також, як було показано раніше, миттєва потужність трифазної мережі змінює свою форму – в навантаження передається постійна активна потужність, інтегральне значення якої залишається незмінним до та після компенсації.



Рис. 2. Струм фази С (*a*), перша гармоніка струму (б), миттєва потужність (в) до та після компенсації

висновки

У роботі розглянуто межі застосування однієї з сучасних теорій миттєвої потужності, яку застосовано щодо пристроїв активної фільтрації струму мережі. Показано, що математичний апарат p-q теорії не враховує несиметрію системи напруг мережі. Отже, p-q теорію неможливо використовувати в таких випадках:

- симетрування фазних струмів (напруг);

 генерація синусоїдного струму за несинусоїдної напруги.

Узагальнюючи вищесказане, можна зробити висновок про те, що пристрої активної фільтрації, засновані на p-q теорії, вдало виконують поставлену задачу в умовах симетричної та несиметричної систем напруг з лінійним або нелінійним навантаженням, але мають можливість працювати з обмеженою кількістю критеріїв оптимальності, а саме:

 – компенсація зворотних перетоків потужності (тільки для симетричної системи напруг);

 передача постійного рівню активної потужності до навантаження (в усіх розглянутих випадках).

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- Akagi H. Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits / H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae // IPEC'83 – Int. Power Electronics Conf. – 1983. – P. 1375–1386.
- Czarnecki L. S. On some misinterpretations of the Instantaneous Reactive Power p-q Theory / L. S. Czarnecki // IEEE Trans. On Power Electronics. – 2004. Vol. 19, No. 3. – P. 828–836.
- Czarnecki L. S. Effects of supply voltage asymmetry on IRP p-q theory based switching compensator control / L.S. Czarnecki // IET on Power Electronics. – 2010. – Vol. 3, No. 1. – P. 11–17.
- 4. The New IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms / [chair Gediminas P. Kurpis]. IEEE : New York, 1993. 1619 p.
- Tolbert L. M. Comparision of Time Based Nonactive Power Definitions for Active Filtering / L. M. Tolbert, T. G. Halbetler // Power Electronics Congress CIEP 2000. - 2000. - October 2000. - P. 73-79.
- Бурлака В.В. Огляд методів управління активними фільтрами / В. В. Бурлака, С. К. Поднебенна, М. Д. Дяченко // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – Кременчук : КрНУ, 2012. – Вип. 1/ 2011 (13). – С. 51–54.
- Усольцев А. А. Частотное управление асинхронными двигателями : учебное пособие / А. А. Усольцев. – С. Пб. : СПбГУ ИТМО, 2006. – 94 с.
- Depenbrock M. A Concise Assessment of original and Modified Instantaneous Power Theory Applied to Four-Wire Systems, Proceedings of the References / M. Depenbrock et al // Power Conversion Conference, Osaka, Japan, vol.1 Volume: 1. – April 2002. – pp. 60–67.

- 9 Баланс энергий в электрических цепях / [Тонкаль И. Е., Новосельцев А. В., Денисюк С.П. та ін.]. – К.: Наукова Думка, 1992. – 312 с.
- 10. K Syed Moinuddin Instantaneous power theory based active power filter: a matlab/ simulink approach /

Moinuddin K Syed, Dr. BV Sanker Ram // Journal of Theoretical and Applied Information Technology. -2008. - Vol. 4, No. 6. - pp. 536-541.

> Стаття надійшла до редакції 10.09.2013. Після доробки 22.11.2013.

Синолицый А. Ф.¹, Кольсун В. А.², Козлов В. С.³

¹Д-р техн. наук, профессор, ГВУЗ «Криворожский национальный университет», Украина ²Канд. техн. наук, доцент, ГВУЗ «Криворожский национальный университет», Украина

³Аспірант, ГВУЗ «Криворожский национальный университет», Украина Р-Q ТЕОРИЯ МГНОВЕННОЙ МОЩНОСТИ ДЛЯ УСТРОЙСТВ АКТИВНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ. ОГРА-

НИЧЕНИЯ ПРИМЕНЕНИЯ

Выполнен анализ одной из современных теорий мгновенной мощности. Учитывая критику теории, установлено границы применения последней. Представлен пример применения p-q теории для активного фильтра гармоник, который работает в условиях несимметричной сети питания. Установлены критерии оптимальности, по которым может работать устройство активной фильтрации, которое основано на р-q теории мгновенной мощности.

Ключевые слова: энергосбережение, p-q теория, активный фильтр, несимметрия фазногонапряжения.

Sinolitsyy A. F.¹, Kolsun V. A.², Kozlov V. S.³

¹D. Sc. (Tech), SHEE «Kriviy Rig National University», Ukraine ²Ph.D. (Tech), SHEE «Kriviy Rig National University», Ukraine

³Graduate, SHEE «Kriviy Rig National University», Ukraine

IRP P-Q THEORY FOR ACTIVE POWER FILTERS. LIMITATION OF APPLICATION

The articled is devoted to «p-q» instantaneous reactive power theory. Two facts of critics of this power theory is analyzed. The first critical fact is about wrong current compensation in case of active current filter which works in power net with unbalanced voltage. It was shown that coordinate transform matrixes don't consist to zero sequence component that included to transform matrixes «artificially». The second critical fact describes wrong compensation when supply voltage consists of higher harmonics. This drawback is connected with inability of separate harmonics for compensation. Finally it was shown that devices based on IRP «p-q» theory perform criterion of uniform power consumption even if supply voltage is distorted or unbalanced.

Keywords: energy-saving technologies, IRP p-q theory, active power filter, supply voltage unbalance.

REFERENCES

- Akagi H., Kanazawa Y., Nabae A. Generalized Theory 1 of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits, IPEC'83, Int. Power Electronics Conf., 1983, pp. 1375-1386.
- Czarnecki L. S. On some misinterpretations of the 2. Instantaneous Reactive Power p-q Theory, *IEEE Trans*. On Power Electronics, 2004, Vol. 19, No. 3, pp. 828-836.
- 3. Czarnecki L. S. Effects of supply voltage asymmetry on IRP p-q theory based switching compensator control, Accepted in IET Power Electronics, 2010, Vol. 3, No. 1, pp. 11–17.
- The New IEEE Standard Dictionary of Electrical and 4 Electronics Terms, [chair Gediminas P. Kurpis], IEEE, New York, 1993, 1619 p.
- Tolbert L. M., Halbetler T. G. Comparision of Time Based 5. Nonactive Power Definitions for Active Filtering, Power Electronics Congress CIEP 2000, 2000, October 2000, рр. 73-79.

- 6. Burlaka V. V., Podnebenna S. K., Djachenko M. D. Ogljad metodiv upravlinnja aktyvnymy fil'tramy, Elektromehanichni i energozberigajuchi systemy. Kremenchuk, KrNU, 2012, Vyp. 1/2011 (13), pp. 51–54.
- 7. Usol'cev A. A. Chastotnoe upravlenie asinxronnymi dvigatelyami: uchebnoe posobie. Sankt-peterburg, SPbGUITMO, 2006, 94 p.
- Depenbrock M. et al A Concise Assessment of original 8. and Modified Instantaneous Power Theory Applied to Four-Wire Systems, Proceedings of the References, Power Conversion Conference, Osaka, Japan, vol. 1, Volume 1, April 2002, pp. 60-67.
- 9. Tonkal' I. E., Novosel'cev A. V., Denisyuk S. P. ta in. Balans e'nergij v e'lektricheskix cepyax. Kiev, Naukova Dumka, 1992, 312 p.
- 10. K Syed Moinuddin, Dr. BV Sanker Ram Instantaneous power theory based active power filter: a matlab/ simulink approach, Journal of Theoretical and Applied Information Technology, 2008, Vol. 4, No. 6, pp. 536-541.

Верещаго Е. Н.¹, Костюченко В. И.²

¹Канд. техн. наук, доцент, Национальный университет кораблестроения, г. Николаев, Украина ²Канд. техн. наук, доцент, Николаевский политехнический институт, Украина, E-mail: vikmkua@mail.ru

МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ДУГИ В MATLAB / SIMULINK

В статье представлены результаты решения и исследования в пакете Simulink системы MATLAB математической модели электрической дуги. Описана логика функционирования исследуемой системы, и взаимодействие во времени отдельных ее элементов.

Ключевые слова: электрическая дуга, математическая модель, испытания, источник питания, электротехнологический процесс.

введение

В настоящее время большое распространение получили сварочные и родственные процессы и технологии, в которых используется сварочная и плазменная дуга [1– 4]. Это сварка, резка, наплавка, напыление, плавка и переплавка металлов и т. д. [4]. Для создания и испытания новых малогабаритных и эффективных источников напряжения (тока) для современных электротехнологий, имеющих повышенные динамические характеристики, требуются исследования динамических свойств этих источников при работе на нелинейную нагрузку – электрическую дугу. В этой связи представляется важным разработка модели дуги для использования при решении различных прикладных задач.

Очевидно, что для достижения поставленной цели необходимо решить несколько самостоятельных задач. Первая задача – это выбор наиболее приемлемой математической модели для описания процессов в сварочной дуге. Вторая задача – построение функционального преобразователя, позволяющего решить уравнение математической модели динамической дуги. И, наконец, третья задача состоит в получении функциональной зависимости для напряжения на дуге от тока.

Приведем основные аргументы, поясняющие почему обобщенная модель сварочной дуги в *MATLAB* / *Simulink* оказалась столь эффективной для решения целой совокупности задач.

К настоящему времени предложено большое количество моделей динамической дуги. Важными видами моделей будут: модели Касси, Майра, Заруди, Шельгазе, Siemens / Habedank, Kema, Schavemaker, Schwarz (Avdonin), математическая модель динамической дуги (ММДД), разработанная в ИЭС им. Е. О. Патона, и многие другие [4, 5].

Следует сразу же отметить, что ММДД применительно к сварочной дуге имеет ряд преимуществ по сравнению с другими моделями. ММДД – наиболее общая модель, связана с энергетическими параметрами сварочной дуги, справедлива для любых видов статических вольт-амперных характеристик (CBAX) дуги, позволяет решать задачи в электротехнических терминах, может быть распространена на случаи дуг с изменяющейся длиной, движущихся дуг и дуг с продувкой газа. С помощью ММДД легко определяются такие важные энергетические параметры столба дуги как отводимая мощность и внутренняя энергия столба дуги, что принципиально невозможно в альтернативных моделях.

Интересно, что в частном случае, когда CBAX имеет степенной вид с показателем степени n, модель, например, Касси получается из ММДД при n = 0, модель Майра имеет место при n = -1, а модель Заруди реализуется при n = -(1-k)/(1+k). Здесь k – показатель нелинейности плазмы [4, 5].

К конкретным примерам программ компьютерного моделирования схем с дугами можно отнести, в первую очередь, пакеты EMTP96 (v3.0), XTrans [4]. Первый из них базируется на основе метода узловых потенциалов и имеет встроенную функцию постоянного шага. Метод этот, впрочем, еще не доведен полностью до практических приложений, и области его рационального применения не выявлены. Отметим, что модель дуги в ЕМТР96 активна только в короткое время непосредственно перед переходом тока через нуль, и это может приводить к неверным результатам. Пакет XTrans, получивший более широкое распространение, базируется на дифференциальных алгебраических уравнениях, реализует модель дуги Майра и имеет встроенную функцию переменного шага. Последнее является большим преимуществом при исследованиях схем с нелинейными моделями дуги.

Несомненное достоинство *MATLAB* / Simulink состоит в возможности построения моделей сложных электротехнических систем на основе методов имитационного и функционального моделирования. За счет такого подхода, в отличие от известных пакетов схемотехнического моделирования типа *OrCAD*, *PSpice*, *DesignLab*, *Workbench* и т.д., модель упрощается, экономится память, повышается скорость расчета и работоспособность персонального компьютера (ПК). Важно отметить, что *MATLAB Simulink* / *Arc Model Blockset* базируется на методе пространства состояний, ставшим основной формой интерпретации поведения динамических систем, и имеет функцию многократно меняющегося шага. При малой размерности задач динамики их решение имеет наглядное геометрическое отображение в пределах де-

© Верещаго Е. Н., Костюченко В. И., 2013

картового пространства. Из сказанного следует, что наиболее подходящий современный подход к математическому моделированию электрической дуги и реализация математического описания с минимумом сложности связаны с применением универсальной модели дуги и современного, постоянно развивающегося с широкими возможностями для моделирования пакета *MATLAB / Simulink*.

ИМИТАТОР ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ДУГИ ДЛЯ ОЦЕНКИ СВОЙСТВ ИСТОЧНИКОВ ТОКА

Обратим внимание, что наиболее общая форма описания динамики объекта на макроуровне (сосредоточенная модель) – это дифференциальные уравнения в простых производных.

Далее электрическая дуга как элемент электрической цепи описывается феноменологически как тепловой инерционный макрообъект [4, 5], который можно охарактеризовать следующими параметрами: статической вольт-амперной характеристикой (CBAX) столба дуги $U_{\text{ст.д}}(i_{\theta})$, отражающей статические свойства дуги, и током состояния дуги i_{θ} , характеризующим внутреннюю энергию дуги в данный момент времени. Параметры θ и связаны с током дуги *i* уравнением математической модели динамической дуги в дифференциальной форме [4, 5]

$$\theta \frac{di_{\theta}^2}{dt} + i_{\theta}^2 = i^2 ,$$

где θ – постоянная времени столба дуги. Постоянная времени имеет большое значение для динамического состояния электрической дуги. Существенно, что с увеличением тока дуги и скорости обдува постоянная времени уменьшается и для дуг в плазмотронах она находится в диапазоне 1·10⁻⁶ ... 1·10⁻⁷ с [4, 5].

При этом напряжение на дуге

$$u_{\rm d} = \frac{U_{\rm ct.d}(i_{\rm \theta})}{i_{\rm \theta}} i + U_{\rm a-\kappa}, \qquad (1)$$

где $U_{a-\kappa}$ – сумма приэлектродных падений напряжения, которую в первом приближении можно считать величиной постоянной; $U_{cr.d}(i_{\theta}) \cdot i / i_{\theta}$ – напряжение на столбе дуги в динамике.

Через динамические параметры столба дуги определяется подводимая мощность

$$P = u_{\text{ct.},\text{d}}i = R_{\text{ct}}(i_{\theta})i^{2} = \frac{U_{\text{ct.},\text{d}}(i_{\theta})}{i_{\theta}}i^{2},$$

где $R_{\rm ct}(i_{\theta}) = U_{\rm ct, d}(i_{\theta})/i_{\theta} = u_{\rm ct, d}/i$ – статическое сопротивление столба дуги, а отводимая от столба дуги мощность однозначно определяется из соответствующего статического состояния:

$$P_{\theta} = U_{\text{ct.}, \mu}(i_{\theta})i_{\theta}$$

В случае степенной аппроксимации нелинейной статической вольт-амперной характеристики $i_{\theta}(u)$ математическая форма аппроксимированной ВАХ такова:

$$i_{\theta}(u) = I_0 \left(\frac{u}{U_0}\right)^{1/n}, \qquad (2)$$

где I_0 , U_0 – ток и напряжение в фиксированной точке на ВАХ дуги (в выбранной рабочей точке); n – показатель степени ($n = \infty$ – для ВАХ независимой от напряжения; n = -1/3 – для свободно горящих дуг; n = -1 – для дуг постоянной мощности). В расчетах использовалось значение n = -1/3.

Заметим, что любое нелинейное сопротивление с ВАХ

$$f(u,i) = 0 \tag{3}$$

может быть заменено зависимыми источниками тока и напряжения, и, наоборот, источник, зависящий от тока, протекающего по нему (напряжения, падающего на нем) может быть заменен сопротивлением, управляемым током (напряжением). Если (3) можно разрешить лишь относительно одного электрического параметра, то вводят понятие сопротивления, зависящего от тока R(i), протекающего по нему, или от напряжения R(u) между его выводами. Итак, разрешая уравнение (3) относительно тока или напряжения, приходят к зависимому источнику тока $I_0(u)$ или напряжения $U_0(i)$.

Для моделирования элементов с нелинейной вольтамперной характеристикой используется принципиальная модель на базе управляемого источника напряжения или управляемого источника тока, приведенная на рис. 1.

В модели (рис. 1) к управляемому источнику тока параллельно подключен измеритель напряжения. Между выходом измерителя напряжения и входом источника тока (ИТ) включена *Simulink*-модель, реализующая необходимую BAX (2) электрической дуги. Параллельно ИТ также подключен развязывающий резистор *R*_n.

Интересно отметить, что с технической точки зрения более предпочтительным является функциональный преобразователь первого типа, в котором напряжение на столбе дуги обеспечивается с помощью повторителя напряжения. В этом случае достаточно просто имитировать напряжение как на столбе дуги, так и на приэлектродных областях.



Модель дуги представлена в виде блок-диаграммы на рис. 2. При создании модели в среде MATLAB использованы известные положения теории и практики имитационного моделирования [8, 9]. На рис. 2 в схеме представлены основные элементы: источник сигнала постоянной величины – Constant, который складывается с сигналом, получаемым на выходе блока скалярного произведения двух векторов для получения выражения (1) и имитирует напряжение как на столбе дуги так и на приэлектродных областях; Switch - это переключатель с сигнала датчика тока на постоянный сигнал. Тем самым обеспечивается эффективное и простое решение проблемы физической реализуемости моделируемого элемента [6, 7]; блок Memory – путем задержки на один шаг дискретизации обеспечивает устранение негативного влияния алгебраического контура; модель Simulink дуги реализована с помощью блока Fcn. Численные значения параметров приняты следующими: $U_0 = 26$ B; $I_0 = 100 \text{ A}; n = -1/3; \text{ ВАХ задана выражением:}$

$$U(i_{\theta}) = U_0 \left(\frac{i_{\theta}}{I_0}\right)^n.$$
(4)

Уравнение динамики дуги в терминах проводимости (в *g*-форме) [5] для достаточно длинных дуг, когда приэлектродными падениями напряжения можно пренебречь, имеет вид

$$\left| \frac{2\theta}{1 - \frac{g}{G_{\mathrm{A}\Phi}(i_{\mathrm{\theta}})}} \right| \frac{1}{g} \frac{dg}{dt} + 1 = \frac{i^2}{g^2 U_{\mathrm{CT},\mathrm{A}}^2(i_{\mathrm{\theta}})} = \frac{i^2}{g P_{\mathrm{\theta}}}, \quad (5)$$

где $G_{\mathrm{д}\phi}(i_{\theta}) = \left(dU_{\mathrm{cr},\mathrm{d}}(i_{\theta})/di_{\theta} \right)^{-1} - \mathrm{ди}\phi\phi$ еренциальная проводимость; $P_{\theta} = U_{\mathrm{cr},\mathrm{d}}(i_{\theta})i_{\theta}$ – отводимая мощность;



Рис. 2. Блок-диаграмма имитатора сварочной дуги

 $g = 1/R_{\rm cr}(i_{\theta}) = i_{\theta}/U_{\rm cr, d}(i_{\theta})$ – статическая проводимость столба дуги.

В частном случае статической ВАХ степенного вида (4) уравнение (5) записывается так:

$$\frac{2\theta}{1-n}\frac{1}{g}\frac{dg}{dt} + 1 = \left(\frac{I_0^n}{U_0}\right)^{\frac{2}{1-n}}\frac{i^2}{g^{2/(1-n)}} = \frac{u_{\mathbb{A}}i}{P_{\theta}}.$$
 (6)

Если, кроме того, учесть, что

$$\frac{1}{g}\frac{dg}{dt} = \frac{1}{i}\frac{di}{dt} - \frac{1}{u_{\pi}}\frac{du_{\pi}}{dt},$$

то уравнение (6) можно записать в следующем виде:

$$\frac{1}{g}\frac{dg}{dt} = \frac{d\ln g}{dt} = \frac{1}{i}\frac{di}{dt} - \frac{1}{u_{\pi}}\frac{du_{\pi}}{dt} = \left(\frac{u_{\pi}i}{P_{\theta}} - 1\right)\frac{1}{\tau}$$

где $\tau = 2\theta/(1-n)$.

Так как при синусоидальном характере изменения тока его переход через нуль происходит практически линейно

$$i = \left(\frac{di}{dt}\right)_0 t , \qquad (7)$$

то после преобразований получаем

$$\frac{1}{{u_{\pi}}^2} \frac{du_{\pi}}{d(t/\tau)} - \left(1 + \frac{\tau}{t}\right) \frac{1}{u_{\pi}} = -\frac{\tau}{P_{\theta}} \left(\frac{di}{dt}\right)_0 \frac{t}{\tau}.$$
 (8)

Уравнение (8) является уравнением Бернулли.

Введением новой переменной $z = 1 / u_{_{\pi}}$ и выбором в качестве масштаба времени постоянной времени τ оно сводится к линейному в наглядной форме.

Решение же этого уравнения имеет вид

$$z = \frac{e^{-t/\tau}}{t/\tau} \left[\frac{\tau(dt/dt)_0}{P_{\Theta}} \int (t/\tau)^2 e^{t/\tau} d(t/\tau) + C \right].$$

Имея в виду, что для достаточно малых значений т экспоненциальной компонентой (свободной составляющей реакции) можно пренебречь, получаем

$$u_{\rm p} = \frac{P_{\rm \theta}}{\tau (di/dt)_{\circ}} \cdot \frac{t/\tau}{(t/\tau)^2 - 2t/\tau + 2} \,. \tag{9}$$

Так как, во-первых, второе слагаемое при малой постоянной времени τ быстро затухает по сравнению с периодом промышленной частоты, а, во-вторых, напряжение на дуге при t = 0 равно нулю.

Из условия $u_{d'}(t_{max}) = 0$ получаем уравнение для определения t_{max} :

$$t_{\rm max}^2 = 2\tau^2,$$

откуда
$$t_{\max} = \pm \sqrt{2\tau} = \pm 2\sqrt{2\theta}/(1-n)$$
. При этом

$$u_{\mu\max 1} = \frac{P_{\theta}}{\tau(di/dt)_0} \cdot \frac{0.5}{(\sqrt{2}-1)} \cong \frac{1.21P_{\theta}}{\tau(di/dt)_0}$$

 $u_{\mathrm{д\,max\,2}} = -\frac{P_{\mathrm{\theta}}}{\tau \left(di \,/\, dt \right)_{\mathrm{0}}} \cdot \frac{0.5}{(\sqrt{2}+1)} \cong -\frac{0.21P_{\mathrm{\theta}}}{\tau \left(di \,/\, dt \right)_{\mathrm{0}}}.$ Как мы ви-

дим, напряжение на дуге возрастает с повышением P_{μ} и в то же время и меньшие значения θ увеличивают u_{μ} .

Следует отметить, что максимальные значения $u_{_{A}}$ при синусоидальном токе соответствуют СВАХ дуги (при стремлении постоянной времени θ к нулю).

Определим дифференциальное сопротивление $R_{_{д\phi}}$ из (9) и (7):

$$R_{\mu\phi} = \frac{P_{\theta}}{\tau^2 (di/dt)_0^2} \cdot \frac{1}{(t/\tau)^2 - 2t/\tau + 2}$$

Следовательно, величина

$$R_{\mathrm{d}\phi0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{P_{\mathrm{\theta}}}{\tau^2 (di / dt)_0^2}$$

Другими словами, величина $R_{,a\phi}$ при переходе тока через нуль (для t = 0) равна остаточному сопротивлению дуги $R_{,a\phi0}$.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для цепи с электрической дугой было проведено исследование. Цель такого моделирования системы «источник питания – дуга» имеет два аспекта: во-первых, пронаблюдать взаимодействие цепи с электрической дугой (исследовать нелинейную динамическую диссипативную систему) и, во-вторых, продемонстрировать тот факт, что выбранная модель является простой с точки зрения реализации и требует меньшей априорной информации о физических параметрах дуги и в то же время требования точности могут быть обеспечены соответствующим выбором параметров модели.

При воздействии на входе двухполюсника напряжения (тока) нелинейная цепь с заданной точностью воспроизводит требуемую зависимость тока (напряжения) для определенных значений *t* (рис. 3, 4) [1–3].

Характеристики, соответствующие искомому квазиустановившемуся режиму, получаются в результате выхода на данный режим работы через переходной процесс при нулевых начальных условиях. В результате моделирования были получены временные характеристики $u_a = u(t), i = i(t)$ (рис. 3, 4).

На рис. 3, 4 показаны и диаграммы значений R_{cr} , $R_{д\phi}$ и подводимой мощности *P*. Обратим внимание на то, что ошибки, как и ранее, не выходят за допустимые пределы [1–4]. Величины R_{cr} , $R_{d\phi}$ и *P* на всех токах с высокой точностью совпадают с соответствующими параметрами, полученными на модели и не требуют уточнения исходного уравнения.

В общем случае параметры R_{ct} , $R_{d\phi}$ могут быть представлены как функциями времени, так и функциями тока.

На рис. 3 представлена зависимость активного мгновенного сопротивления $R_{\rm cr}(t)$, которое характеризует нагрузку ИП. Теперь последнюю можно заменить на соответствующее $R_{\rm ab}(i)$ (рис. 5).



Рис. 3. Временные диаграммы напряжения и тока дуги (сжатая дуга – $\theta = 1 \times 10^{-6}$ с): положительные направления тока и напряжения противоположны (*a*) и диаграмма изменения сопротивления дуги R_{cr} (*б*) большой мощности при установившемся режиме



Рис. 4. Временные диаграммы напряжения и тока дуги (свободная дуга – $\theta = 1 \times 10^{-3}$ с) при питании ее переменным током синусоидальной формы и частотой 50 Гц: положительные направления тока *i* и напряжения $u_{_{\Lambda}}$ противоположны (*a*) и осциллограммы значений $R_{_{\Lambda\phi}}(\delta)$, *P* (*в*)



Рис. 5. Зависимость динамического сопротивления дуги $R_{_{\Lambda\Phi}}$ от тока дуги *i*

В случае дуги переменного тока инерция обусловливает то обстоятельство, что сопротивление дуги при переходе тока через нуль не принимает бесконечно большого значения, как это можно было бы предполагать на основании установившейся характеристики, и что в зависимости от охлаждения дуги образуется более или менее значительное остаточное сопротивление $R_{\pi\phi0}$. Здесь же отметим, что ввиду конечного значения сопротивления в момент перехода тока через нуль напряжение электрической дуги вместе с током становится равным нулю (рис. 3, 4). Характеристику дуги переменного тока, изображенную на рис. 6, называют динамической характеристикой. Оказывается, что при падающем токе она проходит ниже установившейся (статической) характеристики, а при возрастающем токе – выше нее. Это означает, что вследствие инерции электрической дуги ее динамическое сопротивление при падающем токе всегда меньше статического сопротивления, а при возрастающем токе - всегда больше статического.

Из рис. 4 видно, что после перехода тока через нуль динамическое сопротивление дуги сначала продолжает возрастать и лишь по истечении известного времени начинает снова уменьшаться, если подводимая мощность P превышает потери P_{θ} и дуга снова нагревается. В момент перехода тока через нуль и подведенная мощность P = ui равна нулю, а затем она возрастает. Из этого рисунка также видно, что дифференциальное уравнение динамической дуги содержит в себе баланс ее энергии. При снижающемся токе подводимая мощность всегда меньше мощности потерь, так что дуга непрерывно охлаждается, в то же время при возрастающем токе подведенная мощность выше отводимой и дуга при этом нагревается.

В заключение следует отметить, что применение имитатора электрической дуги имеет большие перспективы для проведения целой совокупности испытаний сварочных источников питания. На его основе реализуются различные дуги как постоянного тока, в том числе и модулированного, так и переменного тока. Варьированием постоянной времени θ можно имитировать разные покрытия электродов и разные защитные газы. Разумеется, несомненный интерес представляет использование имитатора и для определения КПД сварочных источников питания.

выводы

1. Построена библиотечная *Simulink*-модель электрической дуги и получены временные диаграммы работы такой модели. Решено дифференциальное уравнение, описывающее динамику дуги, выполнен расчет динамического сопротивления дуги и остаточного сопротивления дуги при переходе тока через нуль.

2. Грамотное использование пакета *MATLAB* / *Simulink* значительно увеличивает достоверность полученных результатов и позволяет исследовать работу электротехнического устройства практически любого функционального назначения.

 Модель электрической дуги моделирует строго нелинейный режим с очень малыми вовлеченными константами времени, что усложняет числовую обработку результатов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Верещаго Е. Н. Квазирезонансный источник питания PLASMA 110i НF для плазменной резки / Е. Н. Верещаго, В. Ф. Квасницкий, В. И. Костюченко // Сварочное производство. 2008. № 6. С. 37–41.
- Верещаго Е. Н. Стабилизатор тока с квазирезонансным импульсным преобразователем для плазменной технологии / Е. Н. Верещаго,



Рис. 6. Динамическая ВАХ дуги

В. И. Костюченко// Сварочное производство. – 2010. – № 10. – С. 9–15.

- Верещаго Е. Н. Физико-математическая модель цепи питания плазмотрона / Е. Н. Верещаго, В. И. Костюченко // Сварочное производство. – 2013. – № 2. – С. 19–25.
- Схемотехника инверторных источников питания для дуговой сварки. Учебное пособие / [Верещаго Е. Н., Квасницкий В. Ф., Мирошниченко Л. Н., Пентегов И. В.]. – Николаев : УГМТУ, 2000. – 283 с.
- Пентегов И. В. Сравнительный анализ моделей динамической сварочной дуги / И. В Пентегов,
 В. Н. Сидорец // Автоматическая сварка. 1989. № 2. С. 33–36.
- 6. Веников В. А. Теория подобия и моделирования (применительно к задачам электроэнергетики). Учебн.

пособие для вузов. [Изд. 2-е, доп. и перераб.] / В. А. Веников. – М. : Высшая школа, 1976. – 479 с.

- Динамическое моделирование и испытания технических систем / [Кочубиевский И. Д., Стражмейстер В. А., Калиновская Л. В., Матвеев П. А.]; под ред. И. Д. Кочубиевского. М.: Энергия, 1978. 303 с.
- Гультяев А. К. МАТLAB 5.2. Имитационное моделирование в среде Windows: Практическое пособие / А. К. Гультяев. – С.Пб. : КОРОНА, 1999. – 288 с.
- Кондрашов В. Е. МАТLAВ как система научных технических расчетов / В. Е. Кондрашов, С. Б. Королев. М.: МИР, 2002. – 633 с.

Стаття надійшла до редакції 02.10.2013. Після доробки 19.11.2013.

Верещаго Є. М.¹, Костюченко В. І.² ¹Канд. техн. наук, доцент, Національний університет кораблебудування, м. Миколаїв, Україна ²Канд. техн. наук, доцент, Миколаївський політехнічний інститут, Україна

МОДЕЛЬ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ДУГИ В MATLAB / SIMULINK

У статті представлені результати вирішення завдання побудови синтетичного навантаження – імітатора з властивостями, адекватними електричній дузі. Здійснюється обґрунтований опис логіки функціонування досліджуваної системи і взаємодія в часі окремих її елементів.

Ключові слова: електрична дуга, математична модель, випробування, джерело живлення, електротехнологічний процес.

Vereschaho E. M.1, Kostyuchenko V. I.2

¹Candidate of technical science, associate professor, National university of shipbuilding, Ukraine ²Candidate of technical science, associate professor, Mykolayiv polytechnical institute, Ukraine

THE MODEL OF ELECTRIC ARC IN MATLAB / SIMULINK

The results of solving the problem of synthetic load construction – simulator with appropriate electric arc properties. Reasonable description of the logic operation of the model and the interaction time of its individual elements with the most significant cause-and-effect relationship is implemented. The article describes the developed Simulink-model of the static and dynamic arc to address various problems related to both the research processes in the arc and in the sources of supply, as well as with tests in static and dynamic conditions and the practical implementation of such devices. The principle of the model action and the initial mathematical expressions are shown. The article is interested to developers of electro-technological equipment and experts in computer modeling of devices with non-linear elements.

Keywords: electric arc, a mathematical model, testing, supply, electro-technological process.

REFERENCES

- Vereshchaho E. N., Kvasnytskyi V. F., Kostiuchenko V. Y. Kvazyrezonansnyj ystochnyk pytanyia PLASMA 110i HF dlia plazmennoi rezky, *Svarochnoe* proyzvodstvo, 2008, No. 6, pp. 37–41.
- 2. Vereshchaho E. N., Kostiuchenko V. Y. Stabylyzatop toka s kvazypezonansnym ympulsnym preobpazovatelem dlia plazmennoi tekhnolohyy, *Svarochnoe proyzvodstvo*, 2010, No. 10, pp. 9–15.
- 3. Vereshchaho E. N., Kostiuchenko V. Y. Fyzykomatematycheskaia model tsepy pytanyia plazmotrona, *Svarochnoe proyzvodstvo*, 2013, No. 2, pp. 19–25.
- Vereshchaho E. N., Kvasnytskyi V. F., Myroshnychenko L. N., Pentehov Y. V. Skhemotekhnyka ynvertornykh ystochnykov pytanyia dlia duhovoi svarky. Uchebnoe posobye. Nykolaev, UHMTU, 2000, 283 p.

- 5. Pentehov Y. V. Sydorets V. N. Sravnytelnyi analyz modelei dynamycheskoi svarochnoi duhy, *Avtomatycheskaia svarka*, 1989, No. 2, pp. 33–36.
- 6. Venykov V.A. Teoryia podobyia y modelyrovanyia (prymenytelno k zadacham elektroenerhetyky). Uchebn. posobye dlia vuzov. [Yzd. 2-e, dop. y pererab.]. Moscow, vysshaja shkola, 1976, 479 p.
- Kochubyevskyi Y. D., Strazhmeister V. A., Kalynovskaia L. V., Matveev P. A.; Pod red. Y.D. Kochubyevskoho. Dynamycheskoe modelyrovanye y yspыtanyia tekhnycheskykh system. Moscow, Jenergija, 1978, 303 p.
- Hultiaev A. K. MATLAB 5.2. Ymytatsyonnoe modelyrovanye v srede Windows: Praktycheskoe posobye. Sankt-Peterburg, KORONA, 1999, 288 p.
- 9. Kondrashov V. E., Korolev S. B. MATLAB kak systema nauchnykh tekhnycheskykh raschetov. Moscow, MYR, 2002, 633 p.

УДК 621.314.63

Остренко В. С.¹, Критська Т. В.²

¹Канд. техн. наук, Запорізька державна інженерна академія, Україна, Е- таіl: vso1638@gmail.com ²Д-р. техн. наук, Запорізька державна інженерна академія, Україна

ВИЗНАЧЕННЯ ТЕМПЕРАТУРИ IGBT МОДУЛЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ ПРИ ПУСКУ АСИНХРОНОГО ДВИГУНА

Запропонована методика виконання розрахунків для визначення типу IGBT модуля, значення температури структур транзисторів та діодів зворотного струму у перетворювачі частоти електропривода змінного струму при пуску двигуна в залежності від статичного моменту та моменту інерції виконуючого механізму. Наведені діаграми залежності температури структур транзисторів та діодів зворотного струму від тривалості розгону і моменту інерції системи асинхронний двигун – виконуючий механізм.

Ключові слова: асинхронний двигун, IGBT модуль, температура структури, момент інерції.

вступ

Найбільш ефективним та економічним способом плавного пуску та регулювання швидкості обертання ротора асинхронних двигунів є зміна частоти f напруги живлення. При цьому слід брати до уваги, що для найкращого використання двигуна зміна частоти повинна супроводжуватися зміною амплітуди напруги живлення U. Для реалізації номінального моменту у всьому діапазоні швидкості обертання ротора необхідно, щоб асинхронний двигун працював при номінальному значені магнітного потоку
 $\varPhi_{\rm MH}$. Але при пуску двигуна необхідно забезпечити не тільки номінальний статичний момент виконуючого механізму, а і подолати динамічний момент інерції. При цьому, величина цього динамічного моменту інерції залежить від часу прискорення частоти обертання ротору двигуна. Для подолання динамічного моменту на час розгону двигуна обмотки статора створюють додаткове магнітне поле за рахунок підвищення струму споживання. За звичаєм, бажано, щоб тривалість розгону двигуна була мінімальна, тобто, щоб прискорення було максимальним. Це може привести до надмірного збільшення струму на виході перетворювача частоти і вивести з ладу біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT), що використовуються в якості силових ключів.

Щоб запобігти пошкодженню напівпровідникових приладів, або не обґрунтованому спрацьовуванню системи захисту, розробники електроприводів змінного струму повинні передбачати необхідні запаси IGBT та діодів зворотного струму відносно режимів роботи і визначити мінімально допустиму тривалість розгону двигуна при певних параметрах виконавчого механізму. За звичаєм, для захисту IGBT модулів при пуску асинхронних двигунів застосовують обмеження струму навантаження перетворювача частоти, не зважаючи на параметри виконуючого механізму і системи охолодження, тобто не роблячи розрахунків перехідних теплових режимів. Питанням виконання розрахунків для вирішення проблеми визначення режиму роботи IGBT модулів при пуску асин-

© Остренко В. С., Критська Т. В., 2013

хронного двигуна присвячена ця стаття. Вивчення англомовних, російськомовних українськомовних джерел інформації за цієї проблеми показало, що такі розрахунки робляться вперше.

РЕЖИМ НАВАНТАЖЕННЯ IGBT МОДУЛЯ

Майже усі параметри напівпровідникових приладів мають значну температурну залежність, тому в процесі проектування перетворювачів їх розробники оперують такими трьома значеннями температури: максимальна температура охолоджуючого середовища – T_a ; максимально допустиме значення температури напівпровідникової структури приладу в робочому режимі роботи – $T_{j(op)}$; максимально допустиме значення температури напівпровідникової структури приладу в короткочасному режимі роботи – $T_{j(op)}$; максимально допустиме значення температури напівпровідникової структури приладу в короткочасному режимі роботи – $T_{j(ap)}$; максимально допустиме значення температури напівпровідникової структури приладу в короткочасному режимі роботи – $T_{j(ap)}$

Теплоємність IGBT та діодів модулів інвертора відносно невелика, тому при визначенні теплового режиму роботи напівпровідникових приладів необхідна перевірка на не перевищення максимальної температури напівпровідникової структури IGBT та діодів не тільки після тривалого навантаження у номінальному режимі роботи (при номінальному значенні частоти обертання), а і в режимі пуску двигуна. Згідно технічного завдання на розробку електроприводу, в залежності від характеру механізму, визначається як початкові данні: номінальне значення статичного обертового моменту на валу електродвигуна – M_{st} , при певній кутової частоті обертання ротору двигуна – ω_L , та сумарний момент інерції виконуючого механізму і ротору двигуна – J.

Щоб на час розгону двигуна забезпечувався максимальний момент двигун повинен споживати такий струм: [2]

$$I_{\rm lr} = \left(1 + \frac{j \cdot \omega_{\rm L}}{M_{\rm st} \cdot t_{\rm r}}\right) \cdot I_{\rm l},\tag{1}$$

де $t_{\rm r}$ – час розгону двигуна; $I_{\rm 1}$ – значення струму, що споживає двигун в номінальному режимі роботи.

При цьому значення струму, що споживає двигун при розгоні не повинно перевищувати максимального значення струму, на яке налаштована система захисту перетворювача частоти, тобто $I_{1r} \le 1,5I_1$.

Для визначення типового значення напруги у блокованому стані модуля IGBT спочатку визначається необхідне значення напруги ланки постійного струму за формулою [3]:

$$U_{\rm dc} = \left(2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_1\right) / \left(m \cdot \sqrt{3}\right),\tag{2}$$

де *U*₁ – значення напруги живлення двигуна в номінальному режимі роботи; *m* – коефіцієнт модуляції ШІМ.

Типове значення напруги у блокованому стані IGBT модуля визначається згідно табл. 1 [4].

Значення номінального струму на виході інвертора *I*_{out} вибирається з ряду номінальних значень струмів:

$$I_{\text{out}} \ge I_1 \,. \tag{3}$$

Номінальне значення струму IGBT модуля бажано вибирати виходячи з умови:

$$I_{\text{Cnom}} \ge (2-2,5) \cdot I_{\text{out}} , \qquad (4)$$

Втрати потужності у ІGBT складаються з двох складових: втрати потужності при протіканні струму у відкритому стані – $P_{\text{cond T}}$ та втрати потужності при комутації – P_{sw} .

Втрати потужності в IGBT у відкритому стані при тривалому режимі роботи у складі дворівневого інвертора напруги з урахуванням синусоїдальної залежності робочого циклу у часі в режимі ШІМ визначаються за формулою [5]:

$$P_{\text{condT}} = 0,5 \cdot \left(\frac{U_{\text{CEO}}}{\pi} \cdot I_{\text{m}} + \frac{r_{\text{CE}}}{4} \cdot I_{\text{m}}^{2} \right) + m \cdot \cos \varphi \cdot \left(\frac{U_{\text{CEO}}}{8} \cdot I_{\text{m}} + \frac{r_{\text{CE}}}{3 \cdot \pi} \cdot I_{\text{m}}^{2} \right).$$
(5)

де $U_{\rm CE0}$, $r_{\rm CE}$ – порогова напруга та динамічний опір транзистора, відповідно, при максимально допустимій робо-

Таблиця 1. Рекомендоване значення напруги IGBT модуля у блокованому стані в залежності від значення напруги ланки постійного струму

Номінальне значення напруги ланки постійного струму, В	Рекомендоване значення напруги приладу U _{CES} , В
620	1200
900	1700
1800	3300
2800	4500
3600	6000
4000	6500

чої температурі напівпровідниковій структурі $T_{j(op)}$; $\cos \phi$ – коефіцієнт потужності навантаження інвертора (електродвигуна); I_m – амплітудне значення струму на виході інвертора розраховується за формулою:

$$I_{\rm m} = \sqrt{2} \cdot I_{\rm out} \,, \tag{6}$$

де *I*_{out} – діюче значення струму навантаження інвертора. Втрати потужності при комутації ІGBT визначаються за формулою [5]:

$$P_{\rm sw} = f_{\rm sw} \cdot \left(\frac{a}{2} + \frac{b \cdot I_{\rm m}}{\pi} + \frac{c \cdot I_{\rm m}^2}{4}\right) \cdot \frac{U_{\rm dc}}{U_{\rm nom}},\tag{7}$$

Слід зауважити, що необхідно ретельно відноситися до вибору значення частоти комутації. На основну гармоніку струму статору двигуна накладаються значні коливання з частотою комутації силових ключів, що при малому значенні частоти комутації негативно впливає на ізоляцію дротів обмоток статору двигуна. Окрім цього, можуть виникнути резонансні явища в системі асинхронний двигун - виконавчий механізм, які рекомендується усувати підвищенням частоти комутації. Значне підвищення частоти комутації може привести до недопустимого підвищення втрат потужності при комутації. Тому вибір частоти комутації пропонується робити у 2 етапи: спершу при частоті комутації в межах 5-10 кГц та при вибраному типі модуля визначити тип охолоджувача і умови охолодження у тривалому режимі роботи, а потім за методикою, що наведена в роботі [6], визначити максимально допустиме значення частоти комутації і зменшити його на 5-10 % на випадок короткочасного перевантаження. При цьому будуть найбільш сприятливі умови для роботи електроприводу.

Загальні втрати потужності у ІGBT при тривалому режимі роботи визначаються як сума цих двох складових;

$$P_T = P_{\text{cond T}} + P_{\text{sw}} \,. \tag{8}$$

Втрати потужності у діоді зворотного струму модуля ІGBT визначаються аналогічним чином [5]:

$$P_{\text{condD}} = 0.5 \cdot \left(\frac{U_{\text{F0}}}{\pi} \cdot I_{\text{m}} + \frac{r_{\text{F}}}{4} \cdot I_{\text{m}}^2 \right) - \frac{1}{4}$$
$$- m \cdot \cos \varphi \cdot \left(\frac{U_{\text{F0}}}{8} \cdot I_{\text{m}} + \frac{r_{\text{F}}}{3 \cdot \pi} \cdot I_{\text{m}}^2 \right), \tag{9}$$

де $U_{\rm F0}$, $r_{\rm F}$ – порогова напруга та динамічний опір діоду зворотного струму, відповідно, при максимально допустимому значенні робочої температури напівпровідникової структури $T_{\rm i(op)}$.

Втрати потужності в діоді при відновленні замикаючої спроможності *P*_п визначаються за формулою, що аналогічна формулі (7):

$$P_{\rm rr} = f_{\rm sw} \cdot \left(\frac{d}{2} + \frac{e \cdot I_m}{\pi} + \frac{f \cdot I_m^2}{4}\right) \cdot \frac{U_{\rm d}}{U_{\rm nom}}, \qquad (10)$$

де *d*, *e*, *f* – коефіцієнти поліному, який апроксимує залежність витрат енергії при відновленні замикаючої спроможності діоду зворотного струму від значення струму колектора IGBT.

Загальні втрати потужності в діоді при тривалому режимі роботи визначаються за формулою:

$$P_{\rm D} = P_{\rm cond\,D} + P_{\rm rr} \,. \tag{11}$$

Визначення втрат потужності при розгоні двигуна у IGBT – P_{Tr} та у діоді – P_{Dr} необхідно робити за формулами (5)–(11) при таких значеннях струму [2]:

$$I_{mr} = I_{m} + (j \cdot \omega_{L} \cdot I_{1}) / (M_{st} \cdot t_{r}).$$
(12)

ТЕПЛОВИЙ РЕЖИМ РОБОТИ IGBT МОДУЛЯ

Вибір типу IGBT модуля робиться на основі раніше визначених типових параметрів в режимі тривалого навантаження за амплітудним значенням струму колектора $I_{\rm m}$ згідно формули (6), напруги у блокованому стані $U_{\rm CES}$ згідно табл. 1.

Окрім цього, при виборі типу модуля IGBT бажано, щоб модуль мав у своєму складі якомога більше силових ключів для мінімізації індуктивності розсіювання контурів комутації. Необхідно також звернути увагу на специфічні особливості технології створення IGBT структур та конструкції корпусу. Для циклічних режимів роботи бажано вибирати модуль з притискними контактами (без пайки). Для інверторів напруги потужністю до 50 кВт бажано використовувати шести ключові модулі.

Щоб температура напівпровідникових структур транзисторів та діодів не перевищувала максимально допустиме значення, модулі завжди використовуються в комплекті з охолоджувачами, які відводять тепло в охолоджуюче середовище (повітря, вода).

Попереднє значення теплового опору охолоджувача визначається за формулою:

$$R_{\text{th}(h-a)} \leq \frac{T_{j(\text{op})} - T_a - P_{\text{T}} \cdot R_{\text{th}(j-c)\text{T}} - N_{\text{SM}} \cdot (P_{\text{T}} + P_{\text{D}}) \cdot R_{\text{th}(c-h)\text{M}}}{N_{\text{SM}} \cdot (P_{\text{T}} + P_{\text{D}})}, (13)$$

де $R_{\text{th}(h-a)}$ – тепловий опір охолоджувача; $R_{\text{th}(j-c)T}$ – тепловий опір транзистора структура – основа модуля; N_{sm} – кількість силових ключів в модулі; $R_{\text{th}(c-h)M}$ – тепловий опір контакту основа модуля – охолоджувач.

Після визначення попереднього значення теплового опору охолоджувача з довідникових даних на охолоджувачі вибирається його конкретний тип та режим охолодження (природна чи примусова конвекція повітря, чи певний виток води).

Значення температури структури IGBT у тривалому режимі роботи визначається за формулою [7]:

$$T_{jT} = P_{T} \cdot R_{th(j-c)T} + N_{SM} \cdot (P_{T} + P_{D}) \cdot R_{th(c-h)M} + N_{SM} \cdot (P_{T} + P_{D}) \cdot R_{th(h-a)} + T_{a}.$$
(14)

Аналогічним чином, значення температури структури діоду зворотного струму у тривалому режимі роботи визначається за формулою:

$$T_{jD} = P_D \cdot R_{th(j-c)D} + N_{SM} \cdot (P_T + P_D) \cdot R_{th(c-h)M} + N_{SM} \cdot (P_T + P_D) \cdot R_{th(h-a)} + T_a, \qquad (15)$$

де $R_{\text{th}(j-c)D}$ – тепловий опір структура діоду – основа модуля.

При цьому, температура контактної поверхні охолоджувача визначається за формулою:

$$T_{\rm hs} = N_{\rm SM} \cdot (P_{\rm T} + P_D) \cdot R_{\rm th(h-a)} + T_{\rm a} .$$
 (16)

Значення температури структури IGBT та діоду зворотного струму при розгоні двигуна визначається аналогічно з урахуванням струму *I*_{mr} за формулами:

$$T_{jTr}(t) = P_{Tr} \cdot Z_{th(j-c)T}(t) + N_{SM} \cdot (P_{Tr} + P_{Dr}) \cdot R_{th(c-h)M} + N_{SM} \cdot (P_{Tr} + P_{Dr}) \cdot Z_{th(h-a)}(t) + T_a \left\{ \frac{t = t_r}{t > 0}, \quad (17) \right\}$$

де $Z_{th(j-c)T}(t)$ – перехідний тепловий опір IGBT структура – основа модуля для моменту часу t; $Z_{th(h-a)}(t)$ – перехідний тепловий опір охолоджувача для моменту часу t;

$$T_{jDr}(t) = P_{Dr} \cdot Z_{th(j-c)D}(t) + N_{SM} \cdot (P_{Tr} + P_{Dr}) \cdot R_{th(c-h)M} +$$

$$+ \operatorname{N}_{\mathrm{SM}} \cdot (P_{\mathrm{Tr}} + P_{\mathrm{Dr}}) \cdot Z_{\mathrm{th}(\mathrm{h-a})}(t) + T_{\mathrm{a}} \left\{ \frac{t = t_{r}}{t > 0}, \quad (18) \right\}$$

де $Z_{\text{th}(j-c)D}(t)$ – перехідний тепловий опір структура діоду – основа модуля для моменту часу *t*.

ВИЗНАЧЕННЯ КОЕФІЦІЄНТІВ ДО ФОР-МУЛ ВТРАТ ЕНЕРГІЇ І ПОТУЖНОСТІ ПРИ КОМУТАЦІЇ ІGBT ТА ДІОДУ ЗВОРТНОГО СТРУМУ

Виконання розрахунків для визначення коефіцієнтів до формул втрат енергії при комутації ІGBT та при відновленні замикаючої властивості діоду зворотного струму виконується з використанням діаграм залежності $E_{sw} = (E_{on} + E_{off}) = f(I_C)$ та $E_{rr} = f(I_C)$ при максимально допустимому значенні робочої температурі напівпровідникової структури T_{jop} , що наведені у довідникових даних на IGBT модуль, наприклад рис. 1.

Аналітичні вирази кривих, що наведені на рис. 1, можна представити у вигляді таких формул:

$$E_{\rm sw} = E_{\rm on} + E_{\rm off} = \left(a + b \cdot I_{\rm C} + c \cdot I_{\rm C}^2\right); \qquad (19)$$

$$E_{\rm rr} = \left(d + e \cdot I_{\rm C} + f \cdot I_{\rm C}^2 \right),\tag{20}$$

Значення коефіцієнтів *a*, *b*, *c* та *d*, *e*, *f* можна визначити за наступним алгоритмом:

1) На осі абсцис (рис. 1) вибираються два значення струму, що відповідають початку (X1) та кінцю діаграм (X3), значення струму (X2) вибирається більшим ніж номінальне значення струму модуля IGBT – I_{Cnom} та, що співпадає з найближчим значенням координатної сітки (рис. 1 і 2). Причому, значення струму –, для якого в таблиці довідникових даних наведено значення втрат енергії, брати не бажано. Його треба залишити для контролю правильності визначення коефіцієнтів.

Для вибраних значень струму по діаграмам, (рис.
 визначаємо відповідні значення втрат енергії – Y1, Y2,
 Y3. Значення втрат при комутації IGBT визначається як сума відповідних значень і.

 В зв'язку з тим, що усі значення втрат енергії, які визначені у пункті 2) належать однієї кривій, то рівняння (19) можна записати для кожного значення енергії:

$$\begin{cases}
Y1sw = a + b \cdot X1 + c \cdot (X1)^2; \\
Y2sw = a + b \cdot X2 + c \cdot (X2)^2; \\
Y3sw = a + b \cdot X3 + c \cdot (X3)^2;
\end{cases}$$
(21)

Вирішуючи сумісно ці три рівняння, отримуємо формули для визначення допоміжних коефіцієнтів А та В:

$$A = ((X3)^2 - (X1)^2) - (X2 + X1) \cdot (X3 - X1); \quad (22)$$

 $B = (Y3sw - Y1sw) - (Y2sw - Y1sw) \cdot (X3 - X1)/(X2 - X1).$ (23)



Рис. 1. Залежність втрат енергії при комутації модуля SKiiP 39AC12T4V1 [9]

Основні коефіцієнти визначаються за такими формулами:

$$c = \mathbf{B}/\mathbf{A}; \tag{24}$$

$$b = \frac{Y2sw - Y1sw}{X2 - X1} - c \cdot (X2 + X1);$$
(25)

$$a = Y1sw - b \cdot X1 - c \cdot (X1)^2.$$
⁽²⁶⁾

 Аналогічним чином визначаються значення коефіцієнтів для діоду зворотного струму:

f

Br =
$$(Y3r - Y1r) - (Y2r - Y1r) \cdot \frac{(X3 - X1)}{(X2 - X1)};$$
 (27)

$$= Br / A;$$
(28)

$$e = \frac{(Y2r - Y1r)}{(X2 - X1)} - f \cdot (X2 + X1);$$
(29)

$$d = Y \operatorname{lr} - e \cdot X \operatorname{l} - f \cdot (X \operatorname{l})^{2}.$$
(30)

5) Перевірку правильності визначення коефіцієнтів треба виконати підставивши їх у формули (19), (20) при значенні струму $I_{\rm nom}$, для якого втрати енергії наведено в довідникових даних на прилад. Значення втрат потужності визначається множенням частоти комутації на втрати енергії в приладі.

Треба відзначити, що, якщо криві $E_{sw} = (E_{on} + E_{off}) = f(I_C), E_{rr} = f(I_C)$ визначають втрати енергії у мДж (значення Y1, Y2, Y3 у мДж), то і в результаті рішення за формулами (19), (20) теж буде у мДж. Виконання розрахунків за вищенаведеними формулами значно спрощується за допомогою електронної таблиці Excel, рис. 2.

ПРИКЛАД РОЗРАХУНКУ РЕЖИМУ РОБОТИ IGBT МОДУЛЯ

За вищенаведеним алгоритмом було виконано ряд розрахунків при таких початкових даних: статичний обертовий момент навантаження $M_{\rm st} = 180 \ {\rm H\cdot m}$; частота обертання магнітного поля двигуна $n_0 = 1500 \ {\rm of/xB.}$; момент інерції виконуючого механізму $J_{\rm wM} = 3 \ {\rm kr\cdot m}^2$; напруга живлення двигуна $U_1 = 380 \ {\rm B}$; розгін двигуна відбувається при кількох значеннях часу $t_{\rm r}$ в інтервалі 1–6 с; температура охолоджуючого середовища (повітря) $T_{\rm a} = 45 \ {\rm ec}$.

В процесі виконання розрахунків було вибрано тип двигуна – АМХ180М4 потужністю 30 кВт, η=0,915, соs φ = 0,87, момент інерції ротора – 0,20 кг·м² [8]; тип IGBT модуля – SKiiP 39AC12T4V1, фірми SEMIKRON, який має такі параметри [9]: N_{SM} = 6; U_{CES}=1200 B; I_{Cnom}=150 A; T_{imax} =175°C; T_{j(op)}=150°C; U_{CE0}=0,7 B; r_{CE}= =0,01 Ом; E_{on}=22,5 мДж; E_{off}=14 мДж (згідно розрахунків, алгоритм яких наведено вище, а=9,2; b=0,05333; с=0,00085);

Тип модуля:		SKiiP 39AC12T4V1			
		Транзи	стор		
Позначення		X1	X2	X3	Ic nom
Значення струму		75	200	300	150
Позначення		Y1	Y2	Y3	E nom
Eon, мДж		10	36	77	22,5
Eoff, мДж		8	18	25	14
Esw, мДж		18	54	102	36,5
A	В		a	b	с
22500	19,2		9,2	0,05333	0,00085
Esw contr, мДж		36,40			
Похибка, %		-0,27			
		Діод зв	оротно	ого струму	
Позначення		Y1r	Y2r	Y3r	Err nom
Значення Err, мДж		7,5	13	13,8	11,4
A	Br		d	е	f
22500	-3,6		1,8	0,088	-0,0002
Err contr, 1	мДж	11,4			
Похибка, %		0,00			

Рис. 2. Результати визначення значень коефіцієнтів поліномів

 $R_{\text{th(j-s)T}}$ =0,33 K/Bт; U_{F0} =0,9 В, r_{F} =0,0078 Ом; E_{rr} =11,4 мДж (згідно розрахунків, алгоритм яких наведено вище, d=1,8; е=0,088; f=-0,0002); $R_{\text{th(j-s)D}}$ =0,52 К/Вт; U_{nom} =600 В; тип охолоджувача – Р 16/200F [10], який при роботі в комплекті з вентилятором типу SKF 16B-230-01 має такі теплові параметри: тепловий опір $R_{\text{th}(h-a)}$ =0,039 К/Вт, перехідний тепловий опір охолоджувача $Z_{\text{th}(h-a)}(t)$ визначається за параметрами експонент [1], що наведені в табл. 2.

На рис. 3 представлено діаграми струму навантаження та температури напівпровідникових структур транзисторів і діодів в залежності від часу розгону двигуна, де Тј tr та Tj D – позначає температуру структури транзистора та діоду, відповідно; I1 – струм навантаження; Im – амплітуда струму навантаження; T – означає тривалий режим навантаження.

Аналіз отриманих результатів розрахунків, які наведені на рис. 3, свідчить: режим пуску двигуна з часом розгону 1 с є недопустимий в зв'язку з надмірним нагрівом структури IGBT. При збільшені часу розгону до 1,5 с структура IGBT при пуску двигуна нагрівається до максимально допустимого значення температури; криві зменшення температури структури IGBT і зменшення струму навантаження зі збільшенням тривалості розгону двигуна дуже подібні, в той час як крива спаду температури структури діоду зворотного струму значно повільніша, це обумовлено тим, що активна складова струму навантаження при розгоні двигуна значно більша ніж реактивна складова. Як видно з формули (1) значення струму, що споживає двигун підчас пуску, залежить не тільки від часу розгону, а і від значення моменту інерції. На рис.4 показана залежність температури структури IGBT та амплітуди струму споживання від моменту інерції системи асинхронний двигун – виконавчий механізм при тривалості розгону 2 с.

Рис. 4 свідчить про значну кореляцію температури напівпровідникової структури IGBT та струму навантаження, тобто нагрів структури IGBT при великому значені моменту інерції виконавчого механізму можна обмежити шляхом обмеження пускового струму.

Розроблена методика визначення теплового режиму IGBT модуля в складі перетворювача частоти при пуску асинхронного двигуна, яка ураховує параметри модуля, частоту комутації, режим охолодження модуля, тривалість пуску асинхронного двигуна, значення обертового моменту та момент інерції системи двигун – виконавчий механізм. Така методика розрахунку теплового режиму IGBT модуля, що враховує, практично, усі параметри, від яких залежить температура напівпровідникової струк-

Таблиця 2. Параметри експонент охолоджувача Р 16/200F



Рис. 4. Залежність температури структури транзистора і амплітуди струму навантаження від моменту інерції при тривалості розгону 2 с

тури IGBT, розроблена вперше. Використання розробленої методики розрахунку фізично обгрунтовує максимально допустиме значення струму перетворювача частоти.

висновки

1. Розроблена методика виконання розрахунків для визначення температури IGBT модуля при пуску асинхронного двигуна в складі електроприводу змінного струму в залежності від статичного моменту навантаження, моменту інерції виконавчого механізму та часу розгону двигуна.

2. Занадто короткий час розгону двигуна, який задається темпом зростання частоти напруги живлення двигуна (від мінімального до номінального значення), може привести до надмірного підвищення температури напівпровідникової структури IGBT та до її пошкодженню.

3. Зі збільшенням моменту інерції виконавчого механізму збільшується амплітуда струму навантаження інвертора при розгоні двигуна, а також і температура нагріву напівпровідникової структури IGBT, причому є добра кореляція між цими залежностями. Тому обмеження амплітуди струму, що споживає двигун підчас пуску, також обмежує температуру напівпровідникових структур IGBT інвертора.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- Thermal Design and Temperature Ratings of IGBT Modules [Електронний ресурс] = Теплове проектування та максимальні допустимі значення температури модулів IGBT. / Application Note I Thermal Design Doc. No. 5SYA 2093-00 Sept. 2011./ Режим доступу: http://www05.abb.com/global/scot/scot256.nsf/ veritydisplay/754216faaa21d0e6c125791f0046de68/ \$file/5SYA%202093 00_thermal %20design%20of% 20IGBT%20Modules.pdf (вільний). – Загол. з екрану.
- Москаленко В. В. Электрический привод / В. В. Москаленко. М. : Издательский центр «Академия», 2007. 368 с.
- PWM invertors [Електронний ресурс] = ШІМ інвертори /Adel Gastli/Глава 6 підручника: Удосконалення знань з силової електроніки (Advanced Power Electronics). Електронні данні (1 файл, 995,86 КБ).
 [2006] Режим доступу: http://ape.gastli.net/ Chapter4/APE_CH4.pdf (вільний). – Загол. з екрану.
- 4. Voltage ratings of high power semiconductors. [Елект-

ронний ресурс] = Номінальне значення напруги силових напівпровідникових приладів / Bjurn Backlund, Eric Carroll / ABB Semiconductors – Електронні данні (1 файл). – Switzerland [2006] – Режим доступу: http:/ /www05.abb.com/global/scot/scot256.nsf/ veritydisplay/1c4234b4fa1cb5f4c12571e7004bed25/ \$file/5SYA%202051-00%20 August%2006 %20Voltage % 20 r a t i n g s % 20 o f % 20 h i g h % 20 p o w er % 20 semiconductors.pdf, (вільний). – Загол. з екрану.

- Applying IGBT [Електронний ресурс] = Застосування IGBT / Bjorn Backlund, Raffael Schnell, Ulrich Schlapbach, Roland Fischer, Evgeny Tsyplakov / ABB Semiconductors – Електронні данні (1 файл). – Switzerland [2012] – Режим доступу: http:// www05.abb.com/global/scot/scot256.nsf/ veritydisplay/f63a04e9734e7f0cc1257a590042f31c/\$file/ 5SYA2053-04%20Applying%20IGBTs.pdf(вільний). – Загол. з екрану.
- Остренко В. С. Определение максимально допустимого значения частоты коммутации модуля IGBT / В. С. Остренко // Електротехніка та електроенергетика. – 2012. – № 2. – С. 28–33.
- 7. Application Manual Power Semiconductors [Електронний ресурс] = Підручник до застосування силових напівпровідникових приладів / Arendt Wintrich, Ulrich Nicolai, Werner Tursky, Tobias Reimann/SEMIKRON International GmbH [2011] – Режим доступу: http:// w w w. s e m i k r o n. c o m / s k c o m p u b / k o / section1_Power_Semiconductors_Basic_Operating_Principles_s ection2_Basics.pdf (вільний).– Загол. з екрану.
- ВЭМЗ Технический каталог [Електронний ресурс] = Каталог асинхронных двигателей/ВЭМЗ – Электронные данные(1 файл, 3,3 МБ). – [2010] – Режим доступу: http://sp-electro.ru/downloads/vemp.pdf (вільний). – Загл. с экрана.
- SKiiP 39AC12T4V1[Електронний ресурс] = Модуль IGBT/SEMIKRON – Електронні данні (1 файл, 371,75 кБ). [2011] – Режим доступу: http://www.semikron.com/ p r o d u c t s / d a t a / c u r / a s s e t s / SKiiP_39AC12T4V1_25231450.pdf(вільний). – Загол. з екрану.
- P 16 Heat sink [Електронний ресурс] = Охолоджувач P16/SEMIKRON – Електронні данні (1 файл). [2005] – Режим доступу: http://www.semikron.com/products/ data/cur/assets/ Heatsink_KL_280_P16_200_mm_ sawed_brushed_washed_41123790.pdf (вільний). – Загол. з екрану.

Стаття надійшла до редакції 20.05.2013. Після доробки 22.10.2013.

Остренко В. С.¹, Критская Т. В.²

¹Канд. техн. наук, доцент, Запорожская государственная инженерная академия, Украина ²Д-р техн. наук, профессор, Запорожская государственная инженерная академия, Украина ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ IGBT МОДУЛЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ ПРИ ПУСКЕ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Предложена методика выполнения расчетов для определения типа IGBT модуля, значений температуры структур транзисторов и диодов обратного тока в преобразователе частоты электропривода переменного тока при пуске двигателя в зависимости от статического момента и момента инерции исполнительного механизма. Приведены диаграммы зависимости температуры структур транзисторов и диодов обратного тока от значений продолжительности разгона и момента инерции системы асинхронный двигатель – исполнительный механизм.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, *IGBT* модуль, температура структуры, момент инерции. Ostrenko V. S.¹, Kritska T. V.²

¹Candidate of Technical Sciences, associate professor, Zaporizhzhia State Engineering Academy, Ukraine ²Dr. of Technical Sciences, Professor, Zaporizhzhia State Engineering Academy, Ukraine

TEMPERATURE CALCULATION OF IGBT MODULE FREQUENCY CONVERTOR AT START OF INDUCTION MOTOR

The most effective and economical way to a smooth start and control the rotor speed of the induction motor is to change the frequency of the voltage supply. During acceleration of the motor it is necessary to ensure not only the actuator static torque, and the dynamic inertia overcoming. Thus, the value of the dynamic moment of inertia depends on the time of increasing the motor rotational speed. To overcome this dynamic torque on the engine during acceleration, stator windings create additional magnetic field due to increase current consumption. Typically, it is desirable that the duration of the engine acceleration was minimal, i.e., the acceleration is maximized. This may cause excessive increase in the output current of the frequency converter and damage of bipolar transistors with insulated gate (IGBT), which power switches are used.

To ensure reliable operation of AC Drivers the method to perform calculations to determine the type of IGBT module, temperatures structures of transistor and inverse diode of the inverter, when starting the engine, depending on the load torque and the moment of inertia of the actuator is proposed.

Method for determination of the values of the polynomials coefficients that approximate energy IGBT switching losses and reverse diode recovery losses depending on the value of the collector current IGBT is proposed.

A method for determination of the required values of heat sink thermal resistance, which cool IGBT module is proposed.

Charts of the transistor temperature dependence and inverse diode values of the acceleration duration and of induction motor inertia – the actuator are shown.

Keywords: induction motor, IGBT module, power losses, junction temperature, inertia moment.

REFERENCES

- Thermal Design and Temperature Ratings of IGBT Modules [Electronic resource] / Application Note I Thermal Design Doc. No. 5SYA 2093-00 Sept. 2011./ access mode: http://www05.abb.com/global/scot/ s c o t 2 5 6 . n s f / v e r i t y d i s p l a y / 754216faaa21d0e6c125791f0046de68/\$file/ 5 S Y A % 2 0 2 0 9 3 - 0 0 _ t h e r m a l %20design%20of%20IGBT%20Modules.pdf(free). – Title Screen.
- 2. Moskalenko V. V. Elektricheskiy privod. Moscow, Izdatelskiy Tsentr «Akademiya», 2007, 368 p.
- PWM invertors [Electronic resource] /Adel Gastli/ Chapter 6 Advanced Power Electronics. – Electronic data (1 file, 995,86 KB). [2006] – access mode: http:// ape.gastli.net/Chapter4/APE_CH4.pdf (free). – Title Screen.
- 4. Voltage ratings of high power semiconductors. [Electronic resource] = / Bjurn Backlund, Eric Carroll/ ABB Semiconductors - Electronic data (1 file). -Switzerland [2006] - access mode: http:// www05.abb.com/global/scot/scot256.nsf/ veritydisplay/1c4234b4fa1cb5f4c12571e7004bed25/ \$ file/5 SYA % 202051-00% 20 A u g u st% 2006%20Voltage%20ratings%20of%20high%20power %20semiconductors.pdf, (free). - Title Screen.
- Applying IGBT [Electronic resource] / Bjorn Backlund, Raffael Schnell, Ulrich Schlapbach, Roland Fischer,

Evgeny Tsyplakov / ABB Semiconductors – Electronic data (1 file). – Switzerland [2012] – access mode: http://www05.abb.com/global/scot/scot256.nsf/veritydisplay/f63a04e9734e7f0cc1257a590042f31c/\$file/5SYA2053-04%20Applying%20IGBTs.pdf (free). – Title Screen.

- Ostrenko V. S. Opredelenie maksimalno dopustimogo znacheniya chastoty kommutatsii modulia IGBT, *Elektrotekhnika ta elektroenergetika*, 2012, No. 2, pp. 28–33.
- Application Manual Power Semiconductors [Electronic resource] / Arendt Wintrich, Ulrich Nicolai, Werner Tursky, Tobias Reimann/SEMIKRON International GmbH [2011] – access mode: http://www.semikron.com/ skcompub/ko/section1_Power_Semiconductors_ Basic_Operating_Principles_section2_ Basics.pdf (free).-Title Screen_
- 8. VEMZ Tekhnicheskiy katalog [Electronic resource] = Katalog asinkhronnykh dvigateley/ VEMZ – Electronic data (1 file, 3,3 MB). – [2010] – access mode: http://spelectro.ru/downloads/vemp.pdf_(free). – Title Screen.
- SKiiP 39AC12T4V1[Electronic resource]/SEMIKRON Electronic data (1 file, 371,75 KB). [2011] – access mode: http://www.semikron.com/products/data/cur/assets/ SKiiP_39AC12T4V1_25231450.pdf(free). – Title Screen.
- P 16 Heat sink [Electronic resource] / SEMIKRON Electronic data (1 file). [2005] – access mode: http:// www.semikron.com/products/data/cur/assets/Heatsink_KL_280_P16_200_mm_sawed_bushed_washed_41123790pdf (free). – Title Screen.

УДК 621.313

Орловський І. А.¹, Крат О. І.², Зав'язун П. П.³, Бірюков Ю. С.⁴

¹Д-р техн. наук, професор, Запорізький національний технічний університет, Україна, E-mail: i_orlovsky@mail.ru ²Заступник директора з автоматизації ТОВ СВ Альтера, м. Запоріжжя, Україна ³⁴Магістр, Запорізький національний технічний університет, Україна

ЛАБОРАТОРНИЙ СТЕНД КЕРУВАННЯ МАНІПУЛЯТОРОМ М10П ВІД SCADA СИСТЕМИ TRACE MODE

Для підвищення якості навчального процесу студентів спеціальності електромеханічні системи автоматизації та електропривод у Запорізькому національному технічному університеті розроблено лабораторний стенд комп'ютерного керування маніпулятором M10П від SCADA системи TRACE MODE через OPC-сервер і USB порт комп'ютера та контролер фірми VIPA. Це дозволило підвищити професійні знання і навички роботи на сучасному обладнанні провідних фірм. Наведено структурну схему стенда, програмне забезпечення, інтерфейс користувача у SCADA системі та методику проведення лабораторних робіт.

Ключові слова: лабораторний стенд, промисловий робот-маніпулятор система керування, контролер, електропривод, SCADA система TRACE MODE.

вступ

Навчання студентів системам автоматизації технологічних процесів повинно постійно удосконалюватися і відповідати вимогам сучасних технологій [1]. У більшості освітніх установ України спостерігається суттєвий розрив між теоретичним матеріалом та навчально-виробничою базою, на якій будується навчання [2]. Важливою складовою навчання є отримання студентами навичок монтажу, налагодження, обслуговування та використання сучасної елементної бази систем автоматизації у проектах модернізації устаткування. Отримання цих навичок покладено на лабораторний практикум з фахових дисциплін. В умовах практично відсутніх фінансових можливостей вищих навчальних закладів на оновлення лабораторної бази, вирішення поставленої задачі навчання можливо при модернізації за участю студентів систем керування (СК) існуючих лабораторних стендів зі збереженням складної, коштовної електромеханічної частини [1].

Розробка власними силами лабораторних стендів напряму підготовки «Електромеханіка» відбувається у більшості вузів України. Так у Кременчуцькому національному університет імені Михайла Остроградського [3] запропонована концепція побудови малогабаритних лабораторних комплексів, як ефективне рішення при оновленні лабораторної бази, згідно сучасним вимогам, для підготовки інженерів електротехнічних спеціальностей. У Донбаському державному технічному університеті (м. Алчевськ) [4] розроблено універсальну експериментальну установку, яка призначена не тільки для навчального процесу при проведенні практичних і лабораторних робіт, а й для наукових досліджень алгоритмів ідентифікації, керування і спостереження різних електромеханічних систем з невизначеними параметрами.

В Українському навчально-науковому професійнопедагогічному інституті м. Харків [2] у 2011 році розпочато розробку нових лабораторних стендів для навчання студентів сучасним системам електропривода (ЕП). При розробці стенда для вивчення асинхронного ЕП використовується вже існуючий руховий агрегат та перетворювач частоти власної розробки. Основні вимоги до стенда: багатофункціональність (проведення декількох лабораторних робіт і наукових досліджень); обмін даними з комп'ютером для спостереження за процесом та керування ним. Розроблено методику виконання лабораторних робіт на стенді. У Національному технічному університеті «ХПІ» на кафедрі автоматизованих електромеханічних систем створений лабораторний стенд для дослідження рекуперативних режимів тягового електропривода електромобіля [6]. У Запорізькому національному технічному університеті розроблено декілька стендів. Зокрема, модернізовано, з використанням обладнання фірми VIPA, лабораторний стенд маніпулятора М10П [5]; створено дистанційне керування й контроль параметрів ЕП LENZE [4]; розроблено сучасний лабораторний стенд комп'ютерного керування кроковим двигуном від SCADA^{*} системи TRACE MODE [7].

Розробка останнього стенда пов'язана з тим, що на сьогодні одним з найбільш потужних засобів розробки програмного забезпечення для керування технологічними процесами є середовища, які мають у своєму складі менеджер проектів, текстовий редактор і симулятор, це є у SCADA системах. Це програмне забезпечення встановлюється на промислові комп'ютери і, для зв'язку з об'єктом, найчастіше вимагає додаткової установки ОРСсервера. SCADA системи використовуються для централізованих систем контролю і керування такими процесами, як промислове виробництво; генерування, передавання та розподілення енергії; керування мікрокліматом; переробка сировини та інше у безперервному, пакетному, періодичному або дискретному режимах. Для ознайомлення студентів з можливостями SCADA систем є сенс при розробці лабораторного стенда функції безпосереднього керування технічним об'єктом передавати SCADA системі.

* – SCADA (Supervisory Control And Data Acquisition – диспетчерське керування і збір даних) – програмний пакет для збору, обробки, відображення та архівації інформації про об'єкт керування © Орловський І. А., Крат О. І., Зав'язун П. П., Бірюков Ю. С., 2013 Як витікає з проведеного аналізу, доцільно продовження розробок сучасних лабораторних стендів промислових механізмів. У зв'язку з відсутністю лабораторних стендів, призначених вивченню СК маніпуляторів з використанням SCADA систем, розробка такого стенда є актуальною задачею.

Мета статті. Розробка лабораторного стенда маніпулятора М10П з використанням SCADA системи TRACE МОDE у якості системи керування.

Використання промислових роботів-маніпуляторів (далі маніпуляторів) на підприємстві заміняє ручну працю, що забезпечує таке: безупинне виробництво (автоматична робота може здійснюватись протягом 24 годин на добу без простоїв та перерв), підвищення продуктивності процесу, достатньо ефективне виконання технологічного процесу на шкідливих виробництвах; зменшення імовірності промислового браку й забезпечення більш високої якості продукції; мінімізація робочого простору. Серед найпоширеніших робіт, які виконують промислові маніпулятори, є такі: розвантаження-завантаження технологічних машин та верстатів, маніпулювання деталями (укладання, сортування, транспортування та орієнтація), безперервне та точкове зварювання, збирання деталей, фарбування, укладання кабелів, виконання операцій різання з рухами інструмента за складною траєкторією та інше.

Маніпуляторами М10П було оснащено більшість кафедр електропривода та підйомно-транспортних машин вищих навчальних закладів СРСР. Штатно маніпулятор М10П укомплектований системою числового програмного керування «Контур 1», яка складна, ненадійна, морально і фізично застаріла, що часто вимушує до списання всього обладнання.

Мета модернізації стенда – підвищення якості навчального процесу, у частині отримання професійних знань і навичок роботи на сучасному обладнанні провідних фірм, студентів спеціальності електромеханічні системи автоматизації та ЕП. Проведення досліджень роботи маніпулятора з розробленим керуванням від SCADA системи.

Маніпулятор М10П (рис. 1, a) – автономний пристрій, що складається з механічного маніпулятора, електро- та пневмоприводів і автоматичної СК. Він призначений для обслуговування металорізальних верстатів, зокрема, для автоматичного завантаження-розвантаження заготівок та деталей типу «вал» до верстатів. Конструкція маніпулятора забезпечує позиціонування робочого органа по п'яти координатних осях та складається (рис. 1, δ). з основи 1, вузла механічної руки 2, уніфікованих поворотних блоків 3, кисті руки 6, перехідної втулки 7, подовжувача 9 і змінних захватів 8, а також пристрою керування.

Переміщення за трьома координатами забезпечує ЕП «Кемек» з високомоментними двигунами постійного струму серії 1ПІ. Двигуни по черзі підмикаються до «Кемек» через комутатор. Обертання навколо повздовжньої осі та стискання-розтискання захвата виконується пневмоприводом. Використано стабілізуючий блок живлен-





Рис. 1. Загальний вигляд маніпулятора М10П; *а* – фотографія, *б* – позначення вузлів

ня PS307/5A з напругою 24В для забезпечення живлення постійним струмом контролера, кіл керування та давачів. Обрано контролер VIPA S7-300 CPU 314SC/DPM, модулі вводу та виводу дискретних сигналів SM 321 6ES321-7BH10-0AB0 та SM 322 6ES7322-1BH01-0AA0 відповідно.

РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ Стенда

Стенд складається з ПК, контролера S7-300 фірми VIPA, двигунів постійного струму, маніпулятора M10-П, пульта керування та енкодерів Autonics E40S8-1000-3-T-24, які встановлюються на вали трьох двигунів. Кожен з енкодерів має кодуючий диск та 3 вихідних сигналу. Програмна частина представлена у вигляді програм керування контролером, OPC-сервером та SCADA системою.

Модернізація маніпулятора полягала у такому: заміна «Контур 1» на контролер VIPA, підмикання ПК для програмування контролера та візуалізації, встановлення енкодерів замість індуктосинів. розробка та виготовлення нового пульта оператора та програм керування від контролера VIPA і SCADA системи. Проектування модернізації та її впровадження виконується студентами при виконанні дипломних проектів та випускних кваліфікаційних робіт магістрів, при цьому отримуються навички застосування теоретичних знань та практичної роботи на сучасному обладнанні. Після модернізації стенда СК повинна забезпечувати просту і зручну роботу маніпулятора при виконанні позиціонування. Вимірювання переміщень за трьома напрямками проводиться інкрементальними енкодерами.

Робота СК передбачена у трьох режимах: ручний режим без контролера; ручний режим через контролер з панелі оператора SCADA системы та автоматичний. Оператор в обох ручних режимах обирає вісь, напрям руху та за допомогою потенціометра задає швидкість переміщення маніпулятора по трьом осям. Керування повороту, стискання/розтискання руки забезпечується тумблерами.

Автоматичний режим може реалізовуватися як від контролера VIPA, так і від SCADA системи TRACE MODE через контролер VIPA. В автоматичному режимі оператор змінює тільки необхідні параметри роботи, а СК, згідно заздалегідь написаній програмі, повністю відпрацьовує заданий технологічний цикл, при цьому є можливість на екрані SCADA системи відслідковувати в реальному часі швидкість та переміщення за різними координатами, індикацію проміжних та кінцевих давачів. У процесі модернізації розроблені структурна та принципові електричні схеми СК, в яких передбачено можливість різних способів керування обладнанням. Схематично забезпечуються завдання ідентифікації готовності привода, скидання помилки привода, підмикання кінцевих та проміжних вимикачів, можливість з'їзду з кінцевих вимикачів, підмикання інкрементальних енкодерів та реле комутатора.

Структурна схема лабораторного стенда маніпулятора складається з трьох модулів: шафа керування, маніпулятор та ПК (рис. 2). Шафа керування має пульт керування, блок живлення, контролер, комутаційні апарати, трансформатор та ЕП (рис. 3). Сигнали керування можуть надходити з блока «Пульт керування» або з блока «Контролер» через ланку «Комутаційні апарати» на «Електропривод», який в свою чергу має зворотній зв'язок, що відповідає за готовність ЕП.

Модуль «Маніпулятор» складається з «Двигунів», «Енкодерів», «Пневморозподілювачів», та кінцевих давачів положення. Встановлені 9 давачів положення при русі по осям X, У, Z; 5 давачів положення пневмомеханізмів; 6 електромагнітних клапанів пневмомеханізмів.



Рис. 3. Внутрішній вигляд переоб-ладнаної шафи керування «Контур 1»



Рис. 2. Функціональна схема лабораторного стенда

Для ручного завдання різних режимів розроблено пульт оператора, де встановлені тумблери, кнопки, сигнальні світлодіоди – для індикації стану роботи кожного з двигунів, потенціометри – для завдання швидкості двигунів. На ПК встановлено програмне забезпечення: SCADA система «TRACE MODE», для з'єднання якої з контролером VIPA використовується «OPC-сервер».

ПРОГРАМА КЕРУВАННЯ МАНІПУЛЯ-ТОРОМ

Для розробки програмного забезпечення стенда (рис. 4) складено структуру СК з контролером VIPA, набір функцій, які підтримує контролер, систему вводу-виводу інформації, вбудований інтерфейс промислового Ethernet. Проаналізовані способи позиціонування робочого органа маніпулятора, функції для позиціонування за допомогою аналогових входів, функції абсолютнопокрокового переміщення. Розроблено алгоритм та програма керування маніпулятором. Виконано запуск обладнання, його налагодження та перевірка роботи.

Для забезпечення необхідного функціонування маніпулятора через TRACE MODE 6 (можливість керування маніпулятором та візуалізація процесів) враховано специфічність роботи обраної SCADA, а саме те, що регістри лічильників та адреси аналогових входів-виходів знаходяться за межами адресного простору, відображуваного на пам'ять, і робота з ними йде напряму. Замість звичних адресів IW500 і QW500 треба вказувати PIW500 і PQW500 відповідно. А от з такими адресами OPC-сервер працювати не може.

Керування пневматикою з панелі на шафі керування та зі SCADA системи роздільне для недопущення конфлікту (момент часу, у якому одна змінна у різних частинах програми має неоднакові значення). Для цього створено окремий блок для забезпечення керування від SCADA системи.

ВИКОРИСТАННЯ ОРС-СЕРВЕРУ

Абревіатуру OPC традиційно розшифровують як OLE for Process Control, де OLE – Object Linking and Embedding (зв'язування та вбудовування об'єктів). Стандарт OPC розроблений міжнародною організацією OPC Foundation, членами якої є більш ніж 400 фірм, які працюють у сфері автоматизації та вимірювальної техніки.



Рис. 4. Загальна схема програмної частини

Головною метою стандарту ОРС є забезпечення можливості спільної роботи елементів автоматизації, які функціонують на різних апаратних платформах, у різних промислових мережах та виготовлених різними фірмамивиробниками. До розробки ОРС стандарту SCADA пакет необхідно було адаптувати до кожного нового обладнання індивідуально. Після створення стандарту ОРС практично всі SCADA-пакети перепроектовані як ОРСклієнти, завдяки чому стало можливим підмикання будьякого фізичного пристрою до будь-якої SCADA, якщо вони обидва відповідають стандарту ОРС.

Для налаштування OPC-сервера використовується програмне забезпечення фірми VIPA. Після встановлення програми на ПК, створюється нове з'єднання. Для цього задається його ім'я, тип «ISO over TCP/IP», вказується локальна IP-адреса ПК, у графі «Romote IP address» зазначається адреса контролера Vipa S7-300 та заповнюється таблиця змінних (41 змінна), які використовуються (обробляються) у SCADA системі.

ОСОБЛИВОСТІ SCADA СИСТЕМА ТRACE MODE

Ця система розроблена компанією AdAstrA Research Group Ltd (Росія), яка є першою у СНГ та другою у світі SCADA/HMI з системою розробки та технічної підтримки сертифікована за відповідністю ISO 9001:2000 [8]. За своєю функціональністю TRACE MODE давно перевершила межі традиційної SCADA. Насамперед, це єдине інтегроване середовище розробки, що об'єднує у собі більше 10 різноманітних редакторів проекту автоматичних СК технологічними процесами та має безкоштовну версію. Технологія автобудування дозволяє декількома рухами «миші» створити зв'язки між вузлами розподіленої СК, між джерелами даних SCADA й каналами, створити данні за відомою конфігурацією контролера. Принцип єдиного проекту для розподіленої АСУ дозволяє реалізувати прямі прив'язки між компонентами різних вузлів. Наприклад, можна відтворити значення каналу одного вузла SCADA на екрані іншого, не створюючи додаткового каналу для зв'язку між ними. Для програмування алгоритмів керування технологічними процесами підтримуються усі 5 мов міжнародного стандарту IEC 61131-3. Серед них є візуальні мови – Techno FBD, Techno LD, Techno SFC і процедурні – Techno ST, Techno IL. Такий широкий діапазон можливостей програмування дозволяє спеціалісту будь-якого профілю обрати для себе найбільш зручний інструмент реалізацій задач керування. Усі мови програмування оснащені потужними засобами налагодження. SCADA/HMI підтримує практично будь-які формати даних Є можливість відображення процесу у тривимірній графіці. У TRACE MODE 6 є високопродуктивна промислова система реального часу SIAD/SQL 6, яка оптимізована на швидке збереження даних та статичну їх обробку.

СТВОРЕННЯ ІНТЕРФЕЙСУ КОРИСТУ-ВАЧА

Для зв'язування TRACE MODE з OPC-сервером треба перейти до пункту «Источники/Приемники» у навігаторі проекту; створити пункт «OPC», а у ньому «OPCсервер»; у останньому створити компоненти змінних, які передаються. Написи у назвах пунктів та на рис. 5 та рис. 6 виконано російськими літерами, бо у програмі TRACE MODE українських літер не передбачено.

Робочий інтерфейс користувача розроблено (TRACE MODE) у вигляді екрана (рис. 5), який розділений на такі робочі зони:

відображення переміщення маніпулятора у реальному часі, з одночасною індикацією проміжних та кінцевих давачів (верхня частина рисунку);

 керування пневматикою кнопкою «Дозвіл пневматики» та кнопками здійснення рухів. При попаданні у кінцеві положення загоряються відповідні індикатори кінцевих давачів;

 – для керування двигунами надається дозвіл ЕП, вмикається двигун, надходить завдання на ЕП (аналогічно як і на панелі шафи керування);

– допоміжна зона (рис. 5, справа знизу) збільшує функціональні можливості оператора. Ввімкнувши енкодери оператор може у будь-який момент часу почати спостереження за переміщенням маніпулятора; за допомогою кнопок реалізувати з'їзд з кінцевого давача, або ж встановити маніпулятор у початкове (нульове) положення.

Однією з задач при розробці лабораторного стенда є створення середовища для навчання студентів. Так як одна змінна зв'язана з контролером не може у основній програмі зустрічатися більше одного разу, всю програму розбито на функції, кожна з яких викликається за необхідністю.

КЕРУВАННЯ АВТОМАТИЧНИМИ РЕЖИМАМИ РОБОТИ МАНІПУЛЯТОРА

Програма автоматичної роботи маніпулятора складається з програми встановлення руки маніпулятора в нульове положення та програми автоматичного відпрацювання заданого циклу.

ПРОГРАМА ВСТАНОВЛЕННЯ В НУЛЬО-ВЕ ПОЛОЖЕННЯ

Нульове положення встановлюється при кожному переведенні перемикача у автоматичний режим або через операторську панель керування на шафі для точного встановлення положення маніпулятора перед автоматичним відпрацюванням заданого циклу роботи (енкодери присутні на стенді є не абсолютними). Спочатку в нульове положення встановлюється координата А, яка здійснює подачу заготівки у патрон верстата та її виймання. Рух здійснюється вправо до кінцевого давача, після чого до давача нульового положення. У програмі керування цю операцію здійснює функціональний блок FC1 (рис. 6). З подібних блоків складається вся СК маніпулятора.

Програма у блоці FC1 складається з п'яти мереж (рис. 6, *а* – перша, друга, третя; рис. 6, *б* – четверта та п'ята), при цьому перша, друга, четверта та п'ята мережі, написані FBD блоками, а третя – програмою STL. У мережі 1 та 2, відповідно, формується позитивний «koef_pozitive» та негативний «koef_negative» коефіцієнти. У мережі 3 формується біт вмикання ЕП «On Drive 1».



Рис. 5. Робочий інтерфейс користувача



Рис. 6. Структура програми блока FC1 у WinPLC 7

Четверта мережа формує аналоговий сигнал завдання на ЕП «Analog_zadanie». У мережі 5 – у випадку спрацюванням кінцевого давача формується завдання з'їзду з нього та біт на відпрацювання наступного руху.

Аналогічно відпрацьовується і вихід у нульове положення за координатами В и С, які здійснюють, відповідно, поворот руки відносно стійки та її піднімання та опускання. Після встановлення руки маніпулятора в нульове положення, значення енкодерів обнуляються. Далі за допомогою пневматики рука повертається до заданого кінцевого давача та захват встановлюється у розтиснутий стан.

Підпрограми циклічної роботи маніпулятора можуть буги різними, при цьому використовуються сигнали зворотного зв'язку з енкодерів. Послідовність рухів при відпрацюванні циклу заміни заготівки в патроні верстата задавалася такою: поворот по осі С до кута 90° відносно початку координат; поворот на 90° вправо по осі В до столу із заготівками; рух по осі А у напрямку подальшого зближення з заготівкою; стиснення заготівки; поворот по осі С до кута, приблизно, 60° відносно початку координат; поворот по осі В на 90° градусів; поворот руки маніпулятора на 180° градусів до кінцевого вимикача пневматики; переміщення заготівки по осі А і розтиснення руки маніпулятора. У кінці блока, для правильного відпрацювання наступного автоматичного режиму, виконується скидання проміжних бітів, за допомогою яких виконується логічне перемикання у середині блока.

У TRACE MODE є можливість програмувати маніпулятор на бажаний цикл, який запускається натисканням на панелі робочого інтерфейсу користувача однією кнопкою. Наприклад, при натисканні кнопки «Пример» (рис. 5) запускається така програма: рух по координаті А до кінцевого давача; рух на 10000 імпульсів енкодера у зворотному напрямку; поворот руки маніпулятора проти годинникової стрілки до кінцевого давача; стискання руки маніпулятора.

Є можливість за даними енкодерів відслідковувати виконання заданого циклу, а саме, зміна рухів руки маніпулятора на панелі робочого інтерфейсу користувача та відображення на екранах положення і швидкості кожної координати. Були виконані запуск обладнання, його налагодження та перевірка роботи.

МЕТОДИКА ПРОВЕДЕННЯ ЛАБОРА-Торної роботи

Були визначені основні напрями навчання студентів сучасним системам автоматизації на модернізованому лабораторному стенді маніпулятора М10П:

 – опрацювання кінематичних схем маніпулятора, електричної схеми комутатора, принципових схем, будови давачів та виконавчих органів і схем їх підмикання;

 – ознайомлення з комплектним ЕП «КЕМЕК», призначеним для переміщення руки маніпулятора послідовно по трьом координатам, при цьому вивчення структурних, функціональних, принципових схем, схем під'єднання ЕП до контролера, пульта оператора та комутатора;

 вивчення модульного програмованого контролера SPEED7-300 фірми VIPA, ознайомлення з принципом з'єднання ПК із контролером за протоколом Ethernet;

- знайомство із SCADA системою TRACE MODE 6 та реалізацію у ній алгоритмів керування;

 практичне використання SCADA систем; розробка (з використанням робочого інтерфейсу користувача) програм відпрацювання циклів роботи маніпулятора, відповідно варіанта завдання;

 – розробка математичної моделі технологічного процесу і її реалізація в SCADA системі TRACE MODE 6;

 створення графічних мнемосхем об'єкту керування, використовуючи візуальні і текстові мови; здійснення зв'язку об'єкту на мнемосхемі з алгоритмом керування;

 відповідно варіанту завдання, розробка у SCADA алгоритмів системи керування за положенням для здійснення точного переміщення руки маніпулятора;

 – налагодження СК з використанням математичної моделі і мнемосхеми об'єкта; отримання результатів моделювання роботи маніпулятора, СК і мнемосхеми і порівняння їх даними роботи реального маніпулятора;

 – розробка систем здійснюючих одночасне керування пневматичними та електричними приводами;

оформлення результатів роботи у вигляді звіту.

У перспективі наявність сучасного контролера та ПК дає можливість використання давачів зображення об'єктів та інтелектуальних технологій, що дозволить автоматичне відпрацьовувати переміщення руки маніпулятора за оптимальними траєкторіями при виникненні рухомих перешкод.

висновки

Розроблені та реалізовані електричні принципові схеми з'єднання обладнання; удосконалення програми для контролера VIPA S7-300; налагодження програм з'єднання між контролером та SCADA системою; створення інтерфейсу користувача для спостереження і керування з ПК – дозволило розробити систему точного відпрацювання переміщень руки маніпулятора М10П.

У процесі експериментальної перевірки виконання лабораторних робіт за розробленою методикою доведено доцільність модернізації стенда з маніпулятором М10П, яка дозволила підвищити якість навчання студентів спеціальності електромеханічні системи автоматизації та електропривод у частині поглиблення професійних знань і навичок роботи на сучасному обладнанні провідних фахових фірм.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- Совершенствование лабораторного практикума обучения студентов по направлению подготовки электромеханика / [Бондаренко В. И., Орловский И. А., Пирожок А. В. и др.] // Электротехнические системы и комплексы. Магнитогорск. Вып. 20/2012. С. 412–438.
- Мастепан А. Г. Стенды для исследования основ электропривода / А. Г. Мастепан, С. Н. Лутай // Вісник Національного технічного університету «ХПИ».
 Збірник наукових праць. Серія: «Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика». Х.: НТУ «ХПИ». 2013. № 36 (1009) С. 509–510.
- Калінов А. П. Комп'ютерний лабораторний комплекс для вивчення цифрових систем керування з функцією імітації технологічного навантаження / А. П. Калінов, О. В. Прітченко, Д. Г. Мамчур// Вісник КДПУ ім. М.Остроградського. – Кременчук : КДПУ, 2009. – Вип. 3/2009 (56), Частина 1. – С. 8–12.
- Исследовательский стенд для апробации алгоритмов управления сложными электромеханическими системами / [Полилов Е. В., Батрак А. М., Руднев Е. С., Скорик С. П. та ін.] // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – 2011. – № 3. – С. 481–487.
- Модернізація обладнанням фірми VIPA лабораторного стенда з маніпулятором М10П / І. А. Орловський, О. І. Крат, Т. С. Храпаль, М. В. Сердюк // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Тематичний випуск. «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика» науково-виробничого журналу. Кременчук. КрНУ, 2012. Вип. 3/2012 (19). С. 597–599.
- Клепиков В. Б. О подготовке специалистов электромехаников для электромобилестроения / В. Б. Клепиков // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – 2011. – № 3. – С. 472–473.
- Лабораторний стенд керування кроковим двигуном від SCADA системи TRACE MODE / [Орловський І. А., Бондаренко В. І., Черняєв І. О., Андрієнко В. Ю.] // Електротехніка та електроенергетика. – 2012. – № 2. – С. 18–27.
- Авторизованные учебные центры TRACE MODE и T-Factory [Электронный ресурс] : сайт содержит сведения о разработке новых технологий управления производством компании AdAstra Research Group, Ltd. – M., 2012 – Режим доступа: http:// www.adastra.ru/edu/, свободный. – Загл. с экрана.

Стаття надійшла до редакції 27.01.2013.

Орловский И. А.¹, Крат А. И.², Завьязун П. П.³, Бирюков Ю. С.⁴

¹Д-р техн. наук, профессор, Запорожский национальный технический университет, Украина

²Заместитель директора по эксплуатацией ООО СВ Альтера, г. Запорожье, Украина

^{3, 4}Магистр, Запорожский национальный технический университет, Украина

ЛАБОРАТОРНЫЙ СТЕНД УПРАВЛЕНИЯ МАНИПУЛЯТОРОМ М10П ОТ SCADA СИСТЕМЫ TRACE MODE

Для повышения качества учебного процесса студентов специальности электромеханические системы автоматизации и электропривод в Запорожском национальном техническом университете разработан лабораторный стенд компьютерного управления манипулятором M10П от SCADA системы TRACE MODE через OPC-сервер, USB порт компьютера и контроллер фирмы VIPA. Это позволило повысить профессиональные знания и навыков работы на современном оборудовании ведущих фирм. Приведена структурная схема стенда, программное обеспечение, интерфейс пользователя в SCADA системе и методика проведения лабораторных работ.

Ключевые слова: лабораторный стенд, промышленный робот-манипулятор, система управления, контроллер, электропривод, SCADA система TRACE MODE.

Orlovskyi I. A.¹, Krat A. I.², Zavyazun P. P.³, Biryukov Y. S.⁴

¹Ph.D., Professor, Zaporizhzhya National Technical University, Ukraine

²Deputy Director for exploitation Ltd. SV Altera, Zaporozhye, Ukraine

^{3,4}Master of Sciences, Zaporozhye National Technical University, Ukraine

LABORATORY BENCH MANIPULATOR CONTROL M10P FROM SCADA SYSTEM TRACE MODE

To improve the quality of the educational process for students majoring in Electromechanical systems of automation and electric drive at Zaporizhzhya National Technical University test machine computer control of manipulator M10P SCADA TRACE MODE system via OPC-server, USB port on your computer and controllers of VIPA was developed. It is possible to increase professional knowledge and skills to work with modern equipment of leading companies. Actuality of modernization, technical description of the stand are given. Stand consists of: mechanical manipulator parts, electrical and pneumatic drives, controllers, position sensor, control panels and computer. The block diagram of the stand, the software features of SCADA system TRACE MODE are shown, the user interface is designed as well as methods of laboratory work are given. The more detailed information as to the arm automatic mode control (setting to zero position. Cycle work) is presented. The possibility for data encoder to track the movements of the hand pointing in panel desktop user interface is shown.

Keywords: laboratory bench, an industrial robot manipulator, control system, controller, drive, SCADA system TRACE MODE.

REFERENCES

- Bondarenko V. I., Orlovskij I. A., Pirozhok A. V., Krisan Ju. A, Osadchij V. V., Zaluzhnyj M. Ju. Sovershenstvovanie laboratornogo praktikuma obuchenija studentov po napravleniju podgotovki elektromehanika, *Jelektrotehnicheskie sistemy i kompleksy*. Magnitogorsk, Vyp. 20/2012, pp. 412–438.
- Mastepan A. G., Lutaj S. N. Stendy dlja issledovanija osnov elektroprivoda, Visnik Nacional'nogo tehnichnogo universitetu «HPI». Zbirnik naukovih prac'. Serija: «Problemi avtomatizovanogo elektroprivodu. Teorija i praktika». Kharkov, NTU «HPI», 2013, No. 36 (1009), pp. 509–510.
- Kalinov A. P., Pritchenko O. V., Mamchur D. G. Komp'juternij laboratornij kompleks dlja vivchennja cifrovih sistem keruvannja z funkcieju imitacii tehnologichnogo navantazhennja, *Visnik KDPU im. M.Ostrograds'kogo*. Kremenchuk, KDPU, 2009, Vip. 3/ 2009 (56), Chastina 1, pp. 8–12.
- Polilov E. V., Batrak A. M., Rudnev E. S., Skorik S. P., Gorelov P. V. Issledovatel'skij stend dlja aprobacii algoritmov upravlenija slozhnymi elektromehanicheskimi

sistemami, *Elektrotehnichni ta komp'juterni sistemi,* Kiev, Tehnika, 2011, No. 3, pp. 481–487.

- Orlovs'kij I. A., Krat O. I., Hrapal' T.S., Serdjuk M. V. Modernizacija obladnannjam firmi VIPA laboratornogo stenda z manipuljatorom M10P / // Elektromehanichni i energozberigajuchi sistemi. Tematichnij vipusk. «Problemi avtomatizovanogo elektroprivoda. Teorija i praktika» naukovo-virobnichogo zhurnalu. Kremenchuk, KrNU, 2012, Vip. 3/2012 (19), pp. 597–599.
- Klepikov V. B. O podgotovke specialistov elektromehanikov dlja elektromobilestroenija, *Elektrotehnichni ta komp'juterni sistemi*, 2011, No. 3, pp. 472–473.
- Orlovs'kyj I. A., Bondarenko V. I., Chernjajev I. O., Ju V. Andrijenko Laboratornyj stend keruvannja krokovym dvygunom vid SCADA systemy TRACE MODE, *Elektrotehnika ta elektroenergetyka*, 2012, No. 2, pp. 18–27.
- Avtorizovannye uchebnye centry TRACE MODE i T-Factory [Elektronnyj resurs] : sajt soderzhit svedenija o razrabotke novyh tehnologij upravlenija proizvodstvom kompanii AdAstra Research Group, Ltd. Moscow, 2012, Rezhim dostupa: http://www.adastra.ru/ edu/, svobodnyj, Zagl. s jekrana.

УДК 621.793.74

Ершов А. В.¹, Зеленина Е. А.²

¹Д-р техн. наук, профессор, Запорожский национальный технический университет, Украина, E-mail: ershov@zntu.edu.ua ²Запорожский национальный технический университет, Украина

ВЛИЯНИЕ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ПРОВОДНИКА НА ТЕЧЕНИЕ МЕТАЛЛА НА ТОРЦЕ ПРОВОЛОКИ В ДУГОВОМ РАЗРЯДЕ

Рассмотрено влияние собственного магнитного поля токоведущей проволоки-анода и магнитного поля электрической дуги на вязкое течение жидкого металла на торце проволоки. Показано, что при рассматриваемых условиях влияние электромагнитной силы на толщину пленки жидкого металла превосходит действие газодинамической силы трения.

Ключевые слова: газоразрядная плазма, магнитное давление, напряжение трения, градиент скорости, напряженность и индукция магнитного поля.

введение

Нанесение плазменных покрытий связано с плавлением и распылением проволоки-анода под действием струи плазмы, вытекающей из сопла плазмотрона. Схема процесса плазменного напыления показана на рис. 1. Струя плазмы аргона нагревается в дуговом разряде горящем между катодом – 1 и проволокой-анодом – 3. Для создания сосредоточенного потока плазмы и работы плазмотрона на пусковом режиме используется промежуточный анод-сопло – 2. При подаче проволоки в струю плазмы в режиме напыления электрическая цепь анодасопла разрывается а весь ток дуги переключается на проволоку – 3, которая становится анодом.

Существенное влияние на температуру распыляемого металла оказывает толщина жидкой пленки и скорость течения металла на торце проволоки. При наличии градиента температуры в пленке металла, температура ее поверхности связана с толщиной расплава. Уровень температуры поверхности жидкой пленки металла оказывает принципиальное влияние на характер теплообмена электрода с потоком плазмы, поскольку при перегреве поверхности металла возникает струя пара, возрастает реактивное давление плазмы над поверхностью металла и изменяется характер конвективного теплообмена на





 катод; 2 – анод-сопло; 3 – распыляемая проволока – анод; 4 – покрытие; 5 – подложка

© Ершов А. В., Зеленина Е. А., 2013

62

торце проволоки. Возникновение струи металлического пара чрезвычайно усложняет расчет теплообмена поверхности металла с потоком плазмы и является нежелательным для процесса напыления, поскольку искажает гидродинамику и стабильность плазменной струи сформированной в канале плазмотрона. Струя металлического пара, истекающая по нормали к поверхности расплава, направлена под углом к струе плазмотрона. При этом происходит рассеяние металлического пара и снижение качества наносимого покрытия. Поэтому задача определения толщины и температуры пленки жидкого металла является достаточно важной для анализа тепловых и газодинамических процессов при нагреве и распылении проволоки в струе плазмы.

Применительно к процессу электродуговой металлизации показано, что наибольшее влияние на скорость течения пленки оказывают газодинамическая и электромагнитная силы, возникающие при повороте токоведущего канала [1, 2]. Однако, применительно к плазменному напылению, влияние электромагнитной силы на течение жидкого металла не рассматривалось. Поэтому направление исследования можно считать актуальным.

Согласно рис. 1, токоведущий канал, образованный проволокой 3 и струей плазмы вытекающей из сопла 2, имеет резкий изгиб в зоне контакта плазмы с проволокой. Напряженность магнитного поля над проволокой оказывается больше, чем с внешней стороны угла токоведущего канала. В связи с этим, электромагнитная сила, которая вызывает пинч-эффект в прямолинейном проводнике с током, окажется неуравновешенной и будет совпадать с направлением течения металла на торце проводника, что приводит к изменению толщины пленки. Поэтому цель работы заключается в исследовании влияния электромагнитной силы на толщину пленки металла на торце проволоки-анода.

ФИЗИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА

При контакте токопроводящего канала плазмы с токоведущей проволокой происходит поворот тока на угол 90°, вследствие чего в месте поворота происходит концентрация силовых линий магнитного поля тока, рис. 2. Ток – *I*, проходящий по проволоке – 1 через пленку расплавленного металла толщиной δ, переходит в столб газоразрядной плазмы – 2, поворачивая вверх.

Для определения напряженности магнитного поля в плоскости течения металла вдоль оси – X используем закон Био-Савара-Лапласа. Ось X расположена вдоль границы зоны плавления металла, ее начало совпадает с центром проводника. Примем, что угол между осью проволоки и осью – X составляет 45°. Определим магнитное поле на поверхности проводника в точках контакта с плазмой, используя принцип суперпозиций при наличии симметрии магнитного поля, создаваемого проводником и плазмой. Для упрощения расчетов принимается, что токи проволоки и разряда сосредоточены на оси проводника и плазменного потока, рис. 3.



Рис. 2. Схема взаимодействия проволоки-анода – 1 с потоком плазмы – 2 и пленкой расплавленного металла – 3



Рис. 3. Схема расчета индукции магнитного поля на расстоянии *R* от сосредоточенных токов проволоки-анода – 1, и дугового разряда – 2, при повороте токового канала

При этом суммарное магнитное поле будет равно удвоенному магнитному полю проводника. Таким образом, индукция магнитного поля на верхней поверхности проводника определится

$$B_{\theta} = 2 \int_{0}^{3\pi/4} \mu_0 \frac{I \sin \alpha}{4\pi R} d\alpha = \frac{\mu_0 I}{2\pi R} (\frac{\sqrt{2}}{2} + 1), \qquad (1)$$

где μ_0 – магнитная постоянная, I – ток дуги, R – радиус проводника, α – угол изменения радиус-вектора проведенного из рассматриваемой точки к оси проводника. Для наиболее удаленных точек проводника – $\alpha = 0$, а для точек лежащих на поверхности расплава – $\alpha = 3\pi/4$. В формуле (1) принимается, что относительная магнитная проницаемость проволоки равна единице, поскольку ее температура выше точки Кюри.

Аналогично определится индукция магнитного поля на нижней поверхности проводника при контакте с поверхностью расплава

$$B_{H} = -2 \int_{0}^{\pi/4} \mu_{0} \frac{I \sin \alpha}{4\pi R} d\alpha = -\frac{\mu_{0}I}{2\pi R} (\frac{\sqrt{2}}{2} - 1) .$$
 (2)

В отличие от формулы (1), в (2) угол α , определяющий изменение радиус-вектора проведенного из рассматриваемой точки к оси проводника, изменяется в пределах от 0 до $\pi/4$ а не до $3\pi/4$, что и является причиной превышения индукции магнитного поля на верхней поверхности проводника.

Поскольку толщина пленки металла по предварительным оценкам достаточно мала и изменяется в пределах (0,05–0,15) мм [1–3], то при расчете течения металла на торце электрода можно использовать приближение вязкого течения, при котором инерционные члены уравнения движения не учитываются. При этом, уравнение магнитной гидродинамики имеет вид [4]

$$\frac{dp}{dx} + jB = -\frac{\partial\tau}{\partial y},\tag{3}$$

где p – статическое давление, x и y – продольная и поперечная координаты, j – плотность тока, τ – напряжение вязкого трения.

Для интегрирования уравнения (3) зададим граничные условия для координат *x* и *y*, учитывая, что начало координат расположено на плоскости расплава в центре проводника, рис. 2. При изменении координаты – *x* задаются пределы изменения давления плазмы и индукции магнитного поля

$$x = -R\sqrt{2}$$
: $P = P_0$, $B = B_e$,
 $x = R\sqrt{2}$: $P = P_0$, $B = B_{\mu}$. (4)

Для координаты – у задаются пределы изменения напряжения трения по высоте пленки металла

$$y=0: \quad \tau = \tau_w,$$

$$y=\delta: \quad \tau = \tau_\delta, \quad (5)$$

где P_0 – атмосферное давление, δ – толщина пленки металла, τ_w – напряжение вязкого трения на границе с твердой поверхность металла, τ_{δ} – напряжение вязкого трения на границе с поверхность плазмы.

При интегрировании уравнения (3) учитывается, что плотность тока в проводнике постоянна, а распределение магнитного поля по радиусу проводника – линейное. Интегрирование по координате *х* обращает в нуль первый член уравнения, поскольку разность статических давлений плазмы на границах интегрирования, в соответствии с (4), отсутствует. При постоянной по длине пленки разности напряжений трения интегрирование (3) дает

$$\tau_W - \tau_\delta = \frac{j(B_B + B_H)\delta}{2}.$$
 (6)

Подставляя в (6) выражение для плотности тока $j = I / \pi R^2$ и индукции магнитного поля на границах расплава, которые даются формулами (1) и (2), получаем выражение для разности напряжения трения в металле на границах пленки

$$\tau_W - \tau_\delta = \frac{\mu_0 I^2 \delta}{2\pi^2 R^3}.$$
(7)

Полученная формула показывает, что напряжение трения при течении жидкого металла формируется совместным действием электромагнитной и газодинамической сил.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ И ИХ ОБСУЖДЕНИЕ

Проанализируем влияние электромагнитной силы на толщину пленки жидкого металла. При расположении проволоки на границе струи плазмы, скоростью обтекания поверхности металла можно пренебречь, считая, что напряжение трения от газодинамической силы на поверхности пленки равно нулю, а напряжение трения в пленке металла определяется только электромагнитной силой. Для определения напряжения трения на поверхности металла следует найти градиент скорости течения жидкого металла. Для этого используем уравнение неразрывности струи в виде равенства секундного объемного расхода при подаче проволоки и расхода жидкого металла в пленке

$$V = \frac{4 \cdot V_{\Pi} R}{\delta},\tag{8}$$

где V_{Π} – скорость подачи проволоки. В формуле (8) учтено, что скорость течения на поверхности метала в

2 раза больше средней скорости. Учитывая, что напряжение трения определяется градиентом скорости течения и динамической вязкостью металла,

$$\tau = -\eta \frac{V}{\delta},\tag{9}$$

из (7)–(9) определяем формулу для толщины пленки металла при стекании с торца проволоки

$$\delta = \sqrt[3]{\frac{8\pi^2 R^4 \eta V_{\Pi}}{\mu_0 I^2}},$$
 (10)

где η – динамическая вязкость жидкого металла. Расчет показывает, что для стальной проволоки, при экспериментальных значениях: $R = 0.6 \cdot 10^{-3}$ м, $V_{II} = 0.13$ м/с, I = 170 A, табличных величинах: $\eta = 5,5 \cdot 10^{-3}$ Па с, [5], $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м, толщина пленки металла при стекании с проволоки составит 0,6 · 10⁻⁴ м, что меньше толщины пленки металла полученной при близких условиях в работе [3] под воздействием только газодинамической силы. Толщина пленки полученная в [3] составляла $0,1...0,15 \cdot 10^{-3}$ м, в зависимости от параметров режима. Следовательно, электромагнитное воздействие на течение пленки металла является более существенным, чем газодинамическое. Для определения совместного влияния газодинамической и электромагнитной сил на толщину пленки жидкого металла определим напряжение трения созданное газодинамической силой по формуле (9) подставив $\delta = 10^{-4}\,{}_{M}.$ Расчетом получено $\tau_{\delta}~=1,7\cdot 10^{-2}\Pi a.$ Подставив эту величину в (7), учитывая (8), и (9) находим, что толщина пленки металла составит 0.53 · 10⁻⁴ м. Таким образом, влияние электромагнитной силы на толщину пленки жидкого металла при рассматриваемых условиях оказывается более существенным, чем действие газодинамической силы трения потока плазмы.

выводы

1. Полученные формулы для определения напряжения трения и толщины пленки при течении расплавленного металла под воздействием электромагнитной силы возникающей при повороте токового канала позволяют определить толщину пленки жидкого металла на поверхности проволоки – анода.

 Показано, что при рассматриваемых условиях влияние электромагнитной силы на толщину пленки жидкого металла превосходит действие газодинамической силы трения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Коробов Ю. С. Оценка сил, действующих на распыляемый материал при электрометаллизации /

Ю. С. Коробов // Автоматическая сварка. – 2004. – № 7. – С. 23–27.

- Коробов Ю. С. Кинетика взаимодействия напыляемого металла с кислородом при электродуговой металлизации / Ю. С. Коробов, В. Н. Бороненков // Сварочное производство. – 2003. – № 7. – С. 30–36.
- 3. Харламов М. Ю. Формирование пленки жидкого металла на торце проволоки-анода при плазменно-ду-

говом напылении / [Харламов М. Ю., Кривцун И. В., Коржик В. Н., Петров С. В.] // Автоматическая сварка. – 2011. – № 12. – С. 3–8.

- Вулис Л. А. Теория и расчет магнитогазодинамических течений / Л. А. Вулис, А. Л. Генкин, Б. А.Фоменко. М. : Атомиздат, 1971. 383 с.
- Курдюмов А. В. Литейное производство цветных и редких металлов /А. В. Курдюмов, М. В. Пикунов, В. М. Чурсин. – М. : Металлургия, 1982. – 352 с.

Стаття надійшла до редакції 23.01.2014. Після доробки 20.02.2014.

Єршов А. В.¹, Зеленіна О. А.²

¹Д-р техн. наук, професор, Запорізький національний технічний університет, Україна ²Запорізький національний технічний університет, Україна

ВПЛИВ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ПРОВІДНИКА НА ТЕЧІЮ МЕТАЛЛА НА ТОРЦІ ДРОТУ У ДУГО-ВОМУ РОЗРЯДІ

Розглянуто вплив власного магнітного поля струмоведучого дроту-анода і магнітного поля електричної дуги на в'язку течию рідкого металу на торці дроту. Показано, що при розглянутих умовах вплив електромагнітної сили на товщину плівки рідкого металу перевищує дію газодинамической сили тертя.

Ключові слова: газорозрядна плазма, магнітне тиск, напруга тертя, градієнт швидкості, напруженість і індукція магнітного поля.

Yershov A.¹, Zelenina E.²

¹Ph.D., professor, Zaporizhzhya National Technical University, Ukraine

²Zaporizhzhya National Technical University, Ukraine

INFLUENCE OF THE MAGNETIC FIELD OF THE CONDUCTOR ON THE METAL CURRENT AT THE WIRE END FACE IN THE ARC DISCHARGE

The influence of the intrinsic magnetic field of current-carrying wire, the anode and the magnetic field of an electric arc to the viscous flow of the liquid metal at the end of the wire was considered. It is shown that when the direction of the current at the end of the wire-anode changes the asymmetry of magnetic field distribution arises, that leads to an acceleration of the liquid metal flow. By using the equations of magneto-hydrodynamics the additional stress caused by viscous friction of unbalanced electromagnetic forces was found. It is shown that the shear stress in the flow of molten metal was formed under the joint action of the electromagnetic and gas dynamic forces. It was determined that the film thickness in the flow of molten metal only under the influence of the electromagnetic force is lower than the influence of the gas dynamic forces. The conclusion shows that under the above conditions, the influence of the electromagnetic forces on the film thickness of the liquid metal is significantly superior to gas-dynamic friction.

Keywords: discharge plasma, magnetic pressure, shear stress, velocity gradient, tension and the magnetic field.

REFERENCES

- 1. Korobov Ju. S. Ocenka sil, dejstvujushhih na raspyljaemyj material pri jelektrometallizacii, *Avtomaticheskaja svarka*, 2004, No. 7, pp. 23–27.
- Korobov Ju. S., Boronenkov V. N. Kinetika vzaimodejstvija napyljaemogo metalla s kislorodom pri jelektrodugovoj metallizacii, Svarochnoe proizvodstvo, 2003, No. 7, pp. 30–36.
- Harlamov M. Ju. Krivcun I. V., Korzhik V. N., Petrov S. V. Formirovanie plenki zhidkogo metalla na torce provoloki-anoda pri plazmenno-dugovom napylenii, *Avtomaticheskaja svarka*, 2011, No. 12, pp. 3–8.
- Vulis L. A. Genkin A. L., Fomenko B. A. Teorija i raschet magnitogazodinamicheskih techenij. Moscow, Atomizdat, 1971, 383 p.
- Kurdjumov A. V., Pikunov M. V., Chursin V. M. Litejnoe proizvodstvo cvetnyh i redkih metallov. Moscow, Metallurgija, 1982, 352 p.

УДК 621.313.33:629.423.24

Кулагін Д. О.

Канд. техн. наук, доцент, Запорізький національний технічний університет, Україна, E-mail: nemix123@rambler.ru

СПОСІБ АПРОКСИМАЦІЇ КРИВОЇ НАМАГНІЧУВАННЯ ТЯГОВОГО АСИНХРОННОГО ДВИГУНА

Проведено дослідження способу аналітичної апроксимації кривої намагнічування тягового асинхронного двигуна тягової електропередачі моторвагонного поїзда за допомогою функції Бріллюена.

Ключові слова: тяговий асинхронний двигун, функція Бріллюена, крива намагнічування, тягова електропередача, потокозчеплення, індуктивність.

Задача побудови системи ведення дизель-поїзда, в тому числі на похилих ділянках залізничного шляху, ставить питання раціонального керування модулем вектора потокозчеплення у тяговому асинхронному двигуні (ТАД), що є необхідним для досягнення заданих швидкостей руху перегонами при мінімальних витратах первинного енергоносія відповідно до фундаментальних досліджень [1-4]. При цьому, для отримання адекватної реальним фізичним процесам моделі ТАД, що є основою побудови оптимальної системи автоведення моторвагонного поїзда, необхідно враховувати насичення елементів системи ТАД. Це пояснюється тим, що ТАД містить феромагнітні елементи нелінійного магнітопроводу, модуль вектора індукції B_{δ} в яких залежить від фактичного миттєвого значення струму намагнічування і задається в залежності від форми кривої намагнічування $\vec{\psi}_{\delta} = L_m(i_{\mu})i_{\mu}$, тобто визначається трьома основними параметрами: модулем вектора потокозчеплення в повітряному зазорі асинхронної машини ψ_δ, струмом намагнічування i_{μ} та взаємною індуктивністю L_m [5]. Вказані величини використовуються в векторній формі запису на основі теорії узагальнених векторів [6].

За дослідженням багатьох авторів [5, 7–9] для аналітичної математичної апроксимації кривої намагнічування асинхронних машин існує велика кількість методів, які не завжди є універсальними, оскільки різним типам асинхронних двигунів (тягові, кранові, суднові, екскаваторні, інші) властива своя особлива форма кривої намагнічування, яка навіть в одному класі двигунів, в залежності від властивостей самої асинхронної машини, може дещо відрізнятися. Тому встановлення аналітичної залежності виду $\vec{\Psi}_{\delta} = L_m(i_{\mu})\vec{i}_{\mu}$ є актуальною задачею, якщо відомі підходи [5, 7–9] для реальної кривої намагнічування [10] не дають бажаної точності.

Фундаментальні методи встановлення математичних залежностей для кіл зі сталлю наведені в роботі [11]. Проте використання більшості з них за дослідженнями авторів [12] призводить до осциляції (хвилястості) кривої і, відповідно, до ще більших осциляцій похідної від значення даної кривої. Використання методу сплайнів [12] є перспективним в даному напрямку з огляду на сучас-

© Кулагін Д. О., 2013

ний розвиток комп'ютерної техніки, проте містить відомі недоліки: високі вимоги до відсутності розкиду табличних значень кривої намагнічування; проблема вибору значень вагових коефіцієнтів при описанні кривої; необхідність визначення похідних у вузлах сітки кривої (для сплайну Ерміта). Більшості даних недоліків позбавлені сплайни другого порядку, проте вони існують не завжди [12]. Хоча практичне використання методу сплайнів, якщо вони задовольняють умовам задач, з успіхом використовується в роботі [13].

Окрім того варто зазначити, що в багатьох зазначених роботах і сучасних дослідженнях автори надають перевагу чисельним методам, які досить точно описують криву намагнічування асинхронної машини. Проте, в противагу чисельним методам аналітичні методи, які дозволяють отримати математичну залежність в загальному вигляді, є актуальними для задач побудови систем керування перетворювачами, в яких дані аналітичні математичні залежності використовуються для подальших розрахунків інших пов'язаних підсистем. З необхідністю вирішення такої задачі автором, при побудові системи автоведення дизель-поїзда, і пов'язане дане дослідження.

Питання врахування ефекту гістерезису в перехідних режимах є несуттєвими і способи їх врахування досить повно показані в роботі [11].

Мета роботи – встановлення аналітичної математичної залежності виду $\vec{\psi}_{\delta} = L_m(i_{\mu})\vec{i}_{\mu}$ для ТАД дизель-поїзда ДЕЛ-02, яка є придатною для подальшого використання в розрахунках при побудові системи автоведення дизель-поїзда та зручною для знаходження значень похідних від даної функції.

Експериментальна крива намагнічування ТАД АД906У1 [10] у відносних одиницях, має вигляд, наведений на рис. 1. Дана крива отримана при проведенні комплексу приймально-здавальних робіт з введення в експлуатацію дизель-поїзда ДЕЛ-02 [10] для всього діапазону значень миттєвих струмів намагнічування, що є можливими під час експлуатації ТАД.

На рис. 1 позначено: крива 1 – експериментальна крива намагнічування; крива 2 – апроксимована функцією Бріллюена, на основі виразу (1), крива намагнічування ТАД.



Рис. 1. Крива намагнічування (залежність $\vec{\psi}_{\delta} = L_m(i_{\mu})i_{\mu}$) тягового двигуна АД906У1

Базисна система відносних одиниць обрана відповідно до позначень та досліджень [6].

Дана крива достатньо точно описується з використанням отриманої фізичними методами функції Бріллюена

$$\psi_{\delta} = k_{\psi} \cdot \left(\frac{2 \cdot J + 1}{2 \cdot J} \cdot \operatorname{cth}\left(\frac{2 \cdot J + 1}{2 \cdot J} \cdot i_{\mu} \right) - \frac{1}{2 \cdot J} \cdot \operatorname{cth}\left(\frac{i_{\mu}}{2 \cdot J} \right) \right), (1)$$

де J – коефіцієнт, що враховує форму кривої намагнічування асинхронної машини; k_{ψ} – передавальний коефіцієнт між значенням модуля вектора робочого потокозчеплення в повітряному зазорі та намагнічуючого струму.

Варто відмітити, що при $J \rightarrow +\infty$ запропонована апроксимація функцією Бріллюена співпадає з відомою апроксимацією кривої намагнічування асинхронної машини функцією Ланжевена [5], тобто

$$\lim_{J \to \infty} \left(k_{\Psi} \cdot \left(\frac{2 \cdot J + 1}{2 \cdot J} \cdot \operatorname{cth}\left(\frac{2 \cdot J + 1}{2 \cdot J} \cdot i_{\mu} \right) - \frac{1}{2 \cdot J} \cdot \operatorname{cth}\left(\frac{i_{\mu}}{2 \cdot J} \right) \right) = k_{\Psi} \cdot \left(\operatorname{cth}\left(i_{\mu} \right) - \frac{1}{i_{\mu}} \right).$$
(2)

Експериментальна крива зміни індуктивності контуру намагнічування від намагнічуючого струму має вигляд, представлений на рис. 2 [10].

На рис. 2 позначено: крива 1 – експериментальна крива $L_m = f(i_{\mu})$; крива 2 – аналогічна залежність апроксимована функцією Бріллюена на основі виразу (1).



Рис. 2. Залежність $L_m = f(i_\mu)$ тягового двигуна АД906У1

На основі (1) для функції, наведеної на рис. 2, можна записати

$$L_m = \frac{k_{\Psi}}{i_{\mu}} \cdot \left(\frac{2 \cdot J + 1}{2 \cdot J} \cdot \operatorname{cth}\left(\frac{2 \cdot J + 1}{2 \cdot J} \cdot i_{\mu}\right) - \frac{1}{2 \cdot J} \cdot \operatorname{cth}\left(\frac{i_{\mu}}{2 \cdot J}\right)\right). (3)$$

Приведені графіки рис. 1, 2 підтверджують достатню точність пропонованої апроксимації. За аналітичними співвідношеннями для вказаного двигуна максимальна розбіжність даних відповідно до інтерпретації виразу (1) на рис. 1 складала 1,7 %, виразу (3) на рис. 2 – 2,2 %.

Відповідно до задачі побудови системи раціонального керування модулем вектора потокозчеплення ТАД є необхідним отримання виразу (1) у формі, з якої зручно брати часткові похідні першого та другого порядків. Для цього виконаємо перетворення функції (1), використавши розкладення гіперболічного котангенса в ряд Маклорена [14]:

$$\operatorname{cth}(x) = \frac{1}{x} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2^{2 \cdot n} \cdot B_{2 \cdot n} \cdot x^{2 \cdot n - 1}}{(2 \cdot n)!},$$
(4)

де число x задовольняє умові $0 < x < \pi$; $B_{2 \cdot n}$ – числа Бернуллі.

Відповідно до (4) задамо наступну аналітичну залежність:

$$\operatorname{cth}(x) = \frac{1}{x} + \frac{x}{3} - \frac{x^3}{45} + \frac{2 \cdot x^5}{945} - \frac{x^7}{4725} + \dots$$
 (5)

Для подальшого перетворення функції (1) задамо наступні позначення:

$$\lambda = \frac{2 \cdot J + 1}{2 \cdot J},\tag{6}$$

$$\gamma = \frac{1}{2 \cdot J} \quad . \tag{7}$$

Тоді матиме місце запис

$$\psi_{\delta} = k_{\psi} \cdot \lambda \cdot \operatorname{cth}\left(\lambda \cdot i_{\mu}\right) - k_{\psi} \cdot \gamma \cdot \operatorname{cth}\left(\gamma \cdot i_{\mu}\right). \tag{8}$$

З огляду на порядок величин в системі відносних одиниць для ТАД, з якими має місце робота, обмежимося наступною формою запису виразу (5):

$$\operatorname{cth}(x) = \frac{1}{x} + \frac{x}{3} - \frac{x^3}{45} + \frac{2 \cdot x^5}{945}.$$
 (9)

Тоді за виразами (8) та (9) можна записати

$$\psi_{\delta} = k_{\psi} \cdot \left(\lambda \cdot \left(\frac{1}{\lambda \cdot i_{\mu}} + \frac{\lambda \cdot i_{\mu}}{3} - \frac{\left(\lambda \cdot i_{\mu}\right)^{3}}{45} + \frac{2 \cdot \left(\lambda \cdot i_{\mu}\right)^{5}}{945} \right) - \frac{\gamma \cdot \left(\frac{1}{\gamma \cdot i_{\mu}} + \frac{\gamma \cdot i_{\mu}}{3} - \frac{\left(\gamma \cdot i_{\mu}\right)^{3}}{45} + \frac{2 \cdot \left(\gamma \cdot i_{\mu}\right)^{5}}{945} \right) \right), \quad (10)$$

або після аналітичних перетворень

$$\psi_{\delta} = \frac{k_{\psi}}{3} \cdot \left(\lambda^2 - \gamma^2\right) \cdot i_{\mu} - \frac{k_{\psi}}{45} \cdot \left(\lambda^4 - \gamma^4\right) \cdot i_{\mu}^3 + \frac{k_{\psi}}{945} \cdot \left(\lambda^6 - \gamma^6\right) \cdot i_{\mu}^5.$$
(11)

Задамо наступні позначення для спрощення форми запису:

$$\xi_1 = \frac{k_{\psi}}{3} \cdot \left(\lambda^2 - \gamma^2\right),\tag{12}$$

$$\xi_2 = \frac{k_{\psi}}{45} \cdot \left(\lambda^4 - \gamma^4\right),\tag{13}$$

$$\xi_3 = \frac{k_{\psi}}{945} \cdot \left(\lambda^6 - \gamma^6\right),\tag{14}$$

що дає змогу спростити вираз (11) до вигляду

$$\Psi_{\delta} = \xi_1 \cdot i_{\mu} - \xi_2 \cdot i_{\mu}^3 + \xi_3 \cdot i_{\mu}^5.$$
 (15)

Використовуючи позначення (12)–(15), перепишемо (3) в аналогічній до (15) формі

$$L_m = \xi_1 - \xi_2 \cdot i_{\mu}^2 + \xi_3 \cdot i_{\mu}^4.$$
 (16)

Графічна інтерпретація отриманих співвідношень (15), (16) наведена на рис. 3, 4 відповідно.

На рис. 5 показано ділянку А рис. 3 збільшено.



Рис. 3. Експериментальна (1) та апроксимована (2) залежність $\vec{\Psi}_{\delta} = L_m(i_{\mu})\vec{i}_{\mu}$ тягового двигуна АД906У1



Рис. 4. Експериментальна (1) та апроксимована (2) залежність $L_m = f(i_{\mu})$ тягового двигуна АД906У1



Рис. 5. Збільшення зони А графіків з рис. 3

Відповідно до наведених на рис. 3 – рис. 5 графіків похибка апроксимації складає 1,81 % для залежності виду $\vec{\psi}_{\delta} = L_m(i_{\mu})\vec{i}_{\mu}$ та 2,4 % для залежності виду $L_m = f(i_{\mu})$ що є достатнім для подальшого використання отриманої математичної залежності в подальших дослідженнях тягової електропередачі моторвагонного поїзда.

висновки

Підсумовуючи отримані аналітичні вирази (15) та (16), можна зробити висновок, що за формою, змістом та порядком коефіцієнтів вони є тотожними до відомих виразів, які застосовуються для апроксимації даних кривих у роботах [5, 7–10], де наведені приклади більшості класичних підходів до опису кривих намагнічування різних конструкцій асинхронних двигунів.

Наведений спосіб встановлення аналітичної математичної залежності виду $\vec{\psi}_{\delta} = L_m(I_{\mu})\vec{I}_{\mu}$ функцією Бріллюена для ТАД дизель-поїзда ДЕЛ-02 у формі, з якої зручно брати часткові похідні першого та другого порядків, дає достатню точність, з похибкою в межах 4 %, що є прийнятним для проведення подальших досліджень на основі отриманих математичних співвідношень.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- Цукало П. В. Экономия электроэнергии на электроподвижном составе / П. В. Цукало. – М. : Транспорт, 1983. – 174 с.
- Вождение поездов / [Черепашенец Р. Г., Бирюков В. А., Понкрашов В. Т., Судаловский А. Н.]; под ред. Р. Г. Черепашенца. – М.: Транспорт, 1994. – 304 с.
- Дубровский З. М. Электровоз. Управление и обслуживание / Дубровский З. М., Курчатова В. А., Томфельд Л. П. – М. : Транспорт, 1979. – 231 С.
- Калько В. А. Тепловоз. Иллюстрированное пособие машинисту / В. А. Калько, Г. Г. Медведев, Ю. А. Рукавишников. – М. : Транспорт, 1967. – 223 с.
- Мищенко В. А. Теория, способы и системы векторного и оптимального векторного управления электроприводами переменного тока : монография / Мищенко В. А. – М. : Издательство «Информэлектро», 2002. – 168 с.

- Пивняк Г. Г. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией / Пивняк Г. Г., Волков А. В. – Днепропетровск, 2006. – 421 с.
- Виноградов А. Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / А. Б. Виноградов. – ГОУВ-ПО «Ивановский государственный энергетический университет им. В. И. Ленина». – Иваново, 2008. – 320 с.
- Панкратов В. В. Энергооптимальное векторное управление асинхронными электроприводами / Панкратов В. В., Зима Е. А. Издательство НГТУ, 2005. 120 с.
- Потапенко Е. М. Робастные алгоритмы векторного управления асинхронным приводом / Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко. – Запорожье : ЗНТУ, 2009. – 353 с.
- Протоколи випробувань № 80-85/2005. О результатах поездных испытаний электропередачи дизельпоезда ДЭЛ-02. – Холдинговая компания «Лугансктепловоз», ЦКБ ИЦ «ТРАНССЕРТ», 2005. – 157 с.
- Бессонов Л. А. Электрические цепи со сталью / Бессонов Л. А. М., Л. : ГОСЭНЕРГОИЗДАТ, 1948. 344 с.
- Маляр В. С. Апроксимація характеристик намагнічування електротехнічних сталей сплайнами другого порядку / В. С. Маляр, І. А. Добушовська // Вісник Національного університету «Львівська політехніка». Електроенергетичні та електромеханічні системи. – 2010. – № 671. – С. 67–71.
- Тиховод С. М. Система компьютерного моделирования динамических процессов в нелинейных магнитоэлектрических цепях / С. М. Тиховод // Технічна електродинаміка. – 2008. – № 3. – С. 16–23.
- Корн Г. Справочник по математике (для научных работников и инженеров) / Г. Корн, Т. Корн. – М. : Наука, 1974. – 832 с.

Стаття надійшла до редакції 27.01.2014. Після доробки 21.02.2014.

Кулагин Д. А.

Канд. техн. наук, доцент, Запорожский национальный технический университет, Украина СПОСОБ АППРОКСИМАЦИИ КРИВОЙ НАМАГНИЧИВАНИЯ ТЯГОВОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Проведено исследование способа аналитической аппроксимации кривой намагничивания тягового асинхронного двигателя тяговой электропередачи моторвагонного поезда с помощью функции Бриллюэна.

Ключевые слова: тяговый асинхронный двигатель, функция Бриллюэна, кривая намагничивания, тяговая электропередача, потокосцепления, индуктивность.

Candidate of technical sciences, assistant professor, Zaporizhzhya National Technical University, Ukraine METHOD OF APPROXIMATION OF ASYNCHRONOUS TRACTION MOTOR MAGNETIZATION CURVE

The study of the analytical approximation method of magnetization curve of asynchronous traction motor of traction power transmission motorcar trains using the functions of the Brillouin zone is conducted. Results can be used to obtain

Kulagin D.

adequate real physical processes models of traction motor, which is the basis for building of automatic maintenance system of diesel-trains with the saturation of the system traction motor elements.

Keywords: asynchronous traction motor, Brillouin function, the magnetization curve, tractive power transmission, flux-linkages, inductance.

REFERENCES

- Tsukalo P. V. Energy savings on electric rolling stock. Moscow, Transport, 1983, 174 p.
- Cherepashenets R. G., Biryukov V. A., Ponkrashov V. T., Sudalovskiy A. N. ; pod red. Cherepashentsa R. G. Driving of trains. Moscow, Transport, 1994, 304 p.
- Dubrovskiy Z. M., Kurchatova V. A., Tomfeld L. P. Electric locomotive. Management and maintenance. Moscow : Transport, 1979, 231 p.
- Kalko V. A., Medvedev G. G., Rukavishnikov Yu. A. Diesel locomotive. Illustrated manual driver. Moscow, Transport, 1967, 223 p.
- 5. Mischenko V. A. Theory, methods and systems of the vector and the optimal vector control electric drives of an alternating current : monograph. Moscow. Izdatelstvo «Informelektro», 2002, 168 p.
- 6. Pivnyak G. G., Volkov A. V. Modern frequency-controlled asynchronous electric drives with pulse-width modulation. Dnepropetrovsk, 2006, 421 p.
- Vinogradov A. B. Vector control of AC electric drives. GOUVPO «Ivanovskiy gosudarstvennyiy energeticheskiy universitet im. V.I. Lenina». Ivanovo, 2008, 320 p.

- Pankratov V. V., Zima E. A. Energy-optimal vector control of asynchronous electric drives. Izdatelstvo NGTU, 2005, 120 p.
- 9. Potapenko E. M., Potapenko E. E. Robust algorithms for vector control asynchronous drive. Zaporozhe, ZNTU, 2009, 353 P.
- Test reports № 80-85/2005. On the results of operational tests of power transmission diesel train DEL-02. Holdingovaya kompaniya «Luganskteplovoz», TsKB ITs «TRANSSERT», 2005, 157 p.
- 11. Bessonov L. A. Electrical circuits with steel. Moscow, Leningrad, GOSENERGOIZDAT, 1948, 344 p.
- Malyar V. S. I. A. Dobushovs'ka Approximation characteristics of magnetization of electrical steels splines of second order, Visnik Natsional'nogo universitetu «L'vivs'ka politekhnika». Elektroenergetichni ta elektromekhanichni sistemi, 2010, No. 671, pp. 67–71.
- Tikhovod S. M. System of computer simulation of dynamic processes in nonlinear circuits magnetoelectric, Tekhnichna elektrodinamika, 2008, No. 3, pp. 16–23.
- Korn G., Korn T. Handbook on mathematics for scientists and engineers). Moscow, Nauka, 1974, 832 p.

II. ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА

УДК 621.22-027.236

Пожуєв В. І.¹, Радченко В. В.², Шкрабець Ф. П.³, Кучер В. Г.⁴, Кобець В. П.⁵

¹Д-р. фіз-мат. наук, професор, ректор, заслужений працівник освіти України, Запорізька державна інженерна академія, Україна, E-mail: pozhuev@zgia.zp.ua

²Канд. техн. наук, доцент, Запорізька державна інженерна академія, Україна

E-mail: radchvv@ukr.net

^зД-р. техн. наук, професор, академік Академії наук вищої школи України, Дніпропетровський національний гірничий університет, Україна

E-mail: ShcrabetsF@nmnu.org.ua

⁴Директор, Дніпровська ГЕС, Запоріжжя, Україна

⁵Провідний інженер дільниці високовольтних випробувань та вимірювань, Дніпровська ГЕС, Україна,

E-mail: kobets.va@rambler.ru

ВИЗНАЧЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ІСНУЮЧИХ ГІДРОЕНЕРГЕТИЧНИХ СИСТЕМ

Показані актуальність, стан проблеми й основні діючі чинники, що визначають робочу ефективність основного гідроенергетичного устаткування ГЕС. Розглянуті і класифіковані основні складові ефективності витрат енергії в технологічних системах вироблення електричної енергії. Відображені впливи основних складових технічних й експлуатаційних чинників на рівень ефективності. Приведено обґрунтування і визначений напрям дослідження робочих чинників, що впливають на зміну електричних параметрів гідроагрегату. Запропоновані шляхи підвищення ефективності роботи діючого устаткування ГЕС. Приведені дані можуть бути використані при модернізації гідроенергетичних перетворювачів енергії.

Ключові слова: енергетичний перетворювач, гідроагрегат, гідравлічна електростанція, втрати, управління, ефективність, модернізація.

Гідроенергетична галузь відіграє важливу роль в системному формуванні гармонійної енергетичної сфери, тому й увага до її ефективності підвищена.

Спільно з Дніпровською ГЕС (ДніпроГЕС) виконано актуальну науково-дослідну роботу з розробки концепції моніторингу та управління агрегатами ГЕС на основі дослідження інформаційно-енергетичних показників гідроенергетичних процесів. Вона спрямована на оцінку існуючих можливостей ефективного використання діючого ресурсу ГЕС та визначення основних механізмів залучення резервів [1]. Важливими вважаються також задачі модифікації, розширення можливостей систем моніторингу й визначення стану обладнання та споруд для попередження небажаних наслідків їх експлуатації.

Метою роботи є підвищення ефективності технологічних процесів виробництва енергії за рахунок дослідження причин, характеру та динаміки впливу основних складових і елементів систем керування енергетичними перетворювачами в процесі експлуатації, переважно за рахунок інформаційних, комунікаційних та енергетичних складових [2]. Предметом досліджень є основні складові технологічних компонентів гідроенергетичних процесів ГЕС [3].

Національні гідроенергетичні системи у вигляді каскадів ГЕС являють собою досить потужні та важливі технічні об'єкти, що втілюють складні, багатоступеневі енергетичні перетворення за схемою

$$\Gamma \leftrightarrow M \leftrightarrow E$$
,

де Г – гідравлічні складові, М – механічні, Е – електричні складові процесу.

© Пожуєв В. І., Радченко В. В., Шкрабець Ф. П., Кучер В. Г., Кобець В. П., 2013

Безперечна такж системна сладова їх дії, що забезпечує потрібні мобільні резерви потужностей, потреба в яких невпинно зростає й підвищує вимоги щодо ефективності дії обладнання.

Основним функціональним елементом гідроенергетичної системи є енергетичний перетворювач у вигляді гідроагрегату, узагальнена схема якого наведена на рис. 1.

Слід зазначити, що гідроенергетичні споруди ГЕС додатково вирішують ще й низку важливих гідротехнічних проблем в господарстві країни. Вимоги до них теж невпинно зростають. Тому й увага до підвищення їх технічних показників не випадкова, оскільки побудова нових гідроенергетичних об'єктів досить витратна й проблематична з різних поглядів.

Дніпровську ГЕС у якості базового об'єкта гідроенергетичних досліджень обрано теж не випадково. Для цього є щонайменше декілько вагомих причин. Це одна



1 – проточний тракт з гідротурбіною, 2 – гідрогенератор

Рис. 1. Узагальнена схема гідроагрегату

з найперших та найпотужніших вітчизняних ГЕС, реалізованих за системним планом електрифікації. З початку її побудови вже минуло понад 80 років. Це досить поважний вік для такої потужної гідротехнічної споруди. Тому й увага до неї підвищена. З іншого боку, проведені добудови й модернізації за зазначений час фактично подвоїли встановлену потужність обладнання. Крім того, її обладнання, його керування й управління має ознаки типовості для каскаду дніпровських ГЕС, що дозволяє поширювати результати й рішення.

Досить суттєво змінилась за останній час також і системна роль гідроенергетики, що вагомо відбилося на експлуатаційних режимах обладнання. Однак, навіть зміна системної ролі, що відбулася за цей час, з точки зору забезпечення ефективності дії обладнання, виявилася теж фактично не врахована в повній мірі.

Прикладом того, наскільки важливою є остання обставина в забезпеченні функціональної надійності потужних енергетичних об'єктів, може бути відома глобальна аварія 2009 р. на Саяно-Шушенській (СШ) ГЕС у Росії. Її наслідки ще будуть відчуватися протягом багатьох років. До речі потужність Дніпровської ГЕС складає приблизно 25 % від СШ ГЕС. Один з витоків тієї сумнозвісної аварії, з погляду фахівців, саме й полягає в використанні СШ гідрогенераторів в нетипових динамічних режимах.

Системна роль вітчизняної гідроенергетики, – динамічного резерву потужностей енергетичної системи обумовлює підвищенні вимоги до поточних технічних характеристик обладнання, надійності та ефективності його використання. Можливість роботи ДніпроГЕС у компенсаційному й піковому режимах, екологічність та майже хвилинна робоча готовність, забезпечує їм суттєву перевагу над іншими генеруючими об'єктами, а також не тільки системну стабільність, але й помірне фінансове навантаження на споживачів.

Наприклад, країни Європи, не маючи таких можливостей, вимушено забезпечують свої пікові потреби за рахунок використання досить дорогих газотурбінних станцій, з низьким загальним ККД, коло 25 % та функційною готовністю близько 10 хв., що суттєво підвищує вартість пікової енергії. Тому проблема покриття пікових навантажень в сучасній енергетиці досить загострена й обумовлює експортні можливості вітчизняної гідроенергетики.

Однак, саме робота обладнання ГЕС в якості динамічного резерву системи має логічним наслідком підвищені навантаження та втрати енергії при перехідних процесах, з якими вже неможливо не рахуватися, зважаючи на статистику циклів пуску та зупинки агрегатів, що притаманні зазначеній вище ролі. Статистика невпинного зростання числа робочих циклів енергетичного обладнання за останні п'ять років свідчить про суттєву вагу динамічних складових в роботі обладнання ГЕС.

З урахуванням зазначеного, загальною фундаментальною проблемою дослідження є визначення впливу інформаційних, комунікаційних та енергетичних складових на якісні показники гідроенергетичного обладнання. Метою такої роботи є підвищення ефективності процесів виробництва енергії за рахунок дослідження причин, характеру та динаміки впливу основних складових і елементів систем керування енергетичними перетворювачами в процесі експлуатації, переважно за рахунок інформаційних, комунікаційних та енергетичних складових.

Це досягнуто комплексним підходом до аналізу й визначення потрібних складових, що дозволило провести аналіз наскрізного технологічного тракту перетворення енергії ГЕС з різних поглядів.

Загальний показник енергетичної ефективності гідроенергетичної системи можливо визначити як

$$R_E = \sum_{i=0}^{N} G_i + \sum_{k=0}^{M} M_k + \sum_{l=0}^{J} E_l$$

де G_i , M_k , E_l – відповідно гідравлічні, механічні й електричні діючі складові ефективності; N, M, J – кількість врахованих складових кожного виду.

Класифікація й обгрунтування складових ефективності й витрат енергії в системах вироблення електричної енергії на ГЕС дозволила визначити основні чинники впливу на єфективність реалізації діючих процесів.

Дослідження, які проведені на діючому обладнанні ДніпроГЕС, включали:

 визначення, класифікацію й аналіз складових ефективності й витрат енергії в системах вироблення електричної енергії на ДніпроГЕС;

 вибір й аналіз технічних і експлуатаційних факторів, що впливають на рівень ефективності;

 – дослідження і встановлення основних закономірностей зміни параметрів ефективності та технічних витрат у гідрогенераторах;

 – обгрунтування і дослідження інформаційних факторів, що впливають на зміни електричних параметрів гідрогенератора.

Розглядалися також й специфічні особливості організації роботи основного обладнання.

Запропонований підхід дозволив визначити існуючий стан й основні шляхи підвищення ефективності ГЕС, дефіцит мобільних потужностей яких достатньо гостро відчувається в енергетичній системі України. Для цього з'ясовано наступне:

 – витрати активної електричної енергії на збудження різних гідрогенераторів знаходяться в межах 2,40–4,40 %, разом на витрати складають 3,71 % від загальних обсягів виробленої енергії;

 витрати енергії гідрогенераторами в режимі синхронної компенсації становлять 2,44 % від обсягів вироблення активної енергії за рік;

 – власні потреби станції складають 3,14 % від обсягів виданої енергії;

 – втрати на шинах відкритого розподільчого пристрою (ВРП) становлять 3,97 %;

 – рівень ефективності гідроагрегата за рівних умов суттєво залежить від його навантаження, так при зменшенні, на рівні 50 %, ККД зменшується щонайменше на 22 %;
– витрати енергії гідрогенераторами в режимі синхронної компенсації становлять 5 %, що майже вдвічі менше витрат холостого ходу, які для кожного гідроагрегату ДніпроГЕС рівнозначні недовиробленню 7, 2 Мвт. год. на рік;

 втрати первинного джерела енергії – напору води, часом, більш вагомо впливають на ефективність гідроагрегату ніж втрати вторинних кіл перетворення;

 – слід зазначити, що втрати обсягів виданої енергії суттєво збільшуються при відхиленні потужності гідроагрегата від номінальної більше ніж на 5 %;

 втрати на перехідних режимах, що становлять до 60 сек. переважно пов'язані з проточним трактом та системою збудження;

 – характеристики зміни параметрів гідроагрегата досить нелінійні, суттєво залежать від його навантаження, ККД на рівні 50 % від номінального навантаження зменшується відповідно від 92 % до 70 %;

 – витрати холостого ходу складають 10% протоку крізь турбіну для кожного гідроагрегату ДніпроГЕС;

 витрати первинного джерела енергії – води, мають тенденцію переважного впливу на ефективність гідроагрегату над втратами перетворювачів.

Використано також балансний метод оцінки роботи ГЕС [4]. Дослідженно стан поточної ефективності її електричної частини та обладнання за головною схемою.

На рівні генерування й видачі електричної енергії проведено аналіз енергетичної ефективності обладнання первинної ланки головної схеми ГЕС, рис. 2.

Дані розподілу енергії відповідно пристроїв обліку між генераторами й трансформаторами та основні їх складові, згідно даних пристроїв обліку, наведено в табл. 1.

До наведених даних слід зазначити наступне.

Повна енергія – це геометрична сума активної та реактивної енергії згідно лічильників РЕСА та ГТ.

Видача за лічильниками ГТ, що встановлені після трансформаторів – це геометрична сума активної та реактивної енергії, виданої трансформаторами.



Г 1 ... Г 9 – гідрогенератори, Т 1 ... Т 9 – трансформатори, Т31 ... Т39 – трансформатори збудження, С3 – системи збудження, О31... О39 – обмотки збудження гідрогенераторів

Рис. 2. Структура первинної ланки головної схеми ГЕС

Втрати (трансформатор + самозбудження) – витрати та втрати на ділянці мережі між лічильниками РЕСА та ГТ, дорівнюють різниці між видачею повної потужності та видачею за лічильниками ГТ, що встановлені після трансформаторів. Слід зазначити, що відхилення втрат за окремими ділянками обумовлене переважно режимними чинниками.

Баланс енергії ГЕС та основні її витрати за технологією гідроенергетичних перетворень зафіксовано на рівні відкритого розподільчого пристрою (ВРП), що фактично є вихідним для електричної станції. Баланс енергії ВРП ГЕС та структуру розподілу її потоків наведено в табл. 2.

До наведених даних слід зазначити наступне.

Прийнята енергія лініями 154 кВ та 330 кВ – це енергія, що фактично була вироблена станцією за даний період.

Власні потреби – це енергія, яку використано на власні потреби станції з шин ВРП 154 кВ через трансформатори власних потреб.

Генератор	Повна енергія; РЕСА – кВА·год(S)	Енергія за лічильниками ГТ, кВА·год(S)	Втрати, кВА·год	Втрати, %
Г1	15 375 682 14 731 522		644 160	4,19
Г2	14 947 806	14 402 952	544 854	3,65
Г3	13 009 568	12 436 961	572 607	4,40
Г4	21 788 751	21 266 678	522 072	2,40
Г5	8 893 184	8 676 391	216 793	2,44
Г6	18 322 552	17 487 483	835 069	4,56
Γ7	19 071 718	18 068 817	1 002 902	5,26
Г8	17 547 884	16 641 407	906 477	5,17
Г9	24 113 457	23 567 447	546 010	2,26
Разом	152 833 555	147 156 716	5 676 839	3,71

Таблиця 1. Розподіл енергії між генераторами та трансформаторами

Видана енергія – це енергія, що відпущена з шин ВРП. Споживачі міської мережі – енергія, яку одержали сторонні користувачі, під'єднані до шин власних потреб.

Основні витрати ВРП, що обумовлюють загальний ККД ГЕС наведено в табл. 3.

До наведених даних слід зазначити наступне.

Разом видано – це сума виданої з шин ВРП енергії, за винятком власних потреб; дорівнює сумарних значень енергії, спожитої міською мережею та виданою по шинах 154 та 330 кВ.

З аналізу витікає, що найбільші втрати енергії припадають на розподільчий пристрій та втрати в ланці трансформатор-генератор, що складаються з витрат на самозбудження генератора та втрат у трансформаторі. Загалом витрати складають 5 % від кількості енергії, що вироблена гідрогенераторами.

Загальний ККД процесу перетворення визначається як

$$\eta = W_{\Gamma} / W_{\rm B},$$

де W_{Γ} – енергія генерування; W_{B} – енергія технологічних втрат.

Таким чином визначений загальний ККД ГЕС в умовах динамічного резерву потужностей системи становить щонайменше 95,12 % й відображає наявність резервів.

Слід зазначити, що наведена цифра відображає переважно статичні чинники ефективності в роботі гідроенергетичного обладнання.

Однак існуючі динамічні складові перехідних процесів додатково суттєво знижують ефективність роботи енергетичних перетворювачів ГЕС. Слід зазначити, що число робочих циклів обладнання ГЕС протягом останніх років суттєво зросло й має стійку тенденцію до зростання. Так гідроагрегати ДніпроГЕС за останні роки вже подолали відмітку 5000 робочих циклів на рік й досить швидко наближаються до значень, що перевищують 8000 циклів. Це означає, що час сталої роботи агрегату, для якої визначено й нормовано практично всі робочі характеристики обладнання, неупинно скорочується, а динамічна складова зростає.

При цьому, в динамічному режимі ККД гідравлічної частини змінюється вагоміше, майже на 25 %. Як відомо, 1 % втрат на первинному перетворювачі суттєво більш вагомий, ніж той же 1 % на вторинному джерелі, яким е гідрогенератор, оскільки він у цьому випадку не складає а примножує втрати. Значну роль в цьому відіграють динамічні якості систем управління швидкістю й напругою гідроагрегату.

Тому за основний напрямок обрано аналіз чинників, що визначають їх якісні характеристики. Визначено основні підходи до модернізації системи збудження гідрогенератора й технічні заходи, що мають суттєво змінити динамічні якості його збудження. Для цього розроблено метод вимірювань зміни напруги та змінено структуру відповідного регулятора. Важливою складовою визнано необхідність модернізації та розширення технічних й функціональних можливостей системи моніторингу.

Проведено також аналіз витоків аварії на Саяно-Шушенській ГЕС потужністю 6,4 ГВт. Розглянуго декілька робочих версій можливих причин цієї техногенної катастрофи, в тому числі гідроелектродинамічної й вібраційної природи, що вважаються продуктивними. Як зазначено, одним з визнаних витоків зазначеної аварії вважається саме використання агрегатів СШ ГЕС в неприйнятних для них режимах експлуатації з суттєвою динамічною складовою, що важливо й для вітчизняної гідроенергетики.

Прийнято енергії лініями 154 кВ		Прийнято енергії лініями	Власні потреби	Видано енергії		Споживачі міської мережі
		330 кВ		154кВ	330кВ	
Актив.	Реактив.			Актив.	Актив.	Актив.+ Реактив.
4 431 319	23 629 800	11 094 600	798 912	187 349 624	65 333 400	72 925
		99 660 000			1 966 800	
			3 них втрати в трансформаторі власних потреб 39524			

Таблиця 2. Баланс енергії на ВРП 154 та 330 кВ, кВАгод

Таблиця 3. Розподіл витрат на	ВРП 154	та 330 кВ
-------------------------------	---------	-----------

Разом видано, кВА·год	Разом прийнято, кВА·год	Власні потреби, кВА·год	Сумарна видача станції, кВАгод	Втрати ВРП разом з АТ, кВА·год	Втрати ВРП, %	Частина від ∑ втрат з ВРП, %	ККД ГЕС, %
254 722 749	115 185 919	798 912	138 737 918	49 582 557	3,97	50,23	95,12

Слід також зазначити, що термін гарантованої роботи й ресурсу системи керування ДніпроГЕС теж практично вичерпаний [5]. Вона потребує модернізації з урахуванням саме системної складової. Це підвищує важливість та своєчасність одержаних результатів.

Одним з важливих напрямів модернізації є системи управління гідрогенераторами з урахуванням динамічних чинників та підвищенням енергетичної ефективності перехідних процесів. Це дозволило, в тому числі, визначити проблемні ділянки процесу збудження й пропонувати відповідні технічні рішення, що фактично долають інерційність кола збудження гідрогенераторів ГЕС. Розроблені рішення можливо використовувати й на інших енергетичних об'єктах.

Тому зазначене дослідження є своєчасним та важливим, спрямоване на системні підходи до основних процесів, має надати практичні можливості поліпшення технічних та технологічних характеристик обладнання з погляду сучасних вимог, надати потрібний імпульс розвитку важливій екологічній галузі енергетики, що й до того розвивалася, але здавалася досить сталою й консервативною.

висновки

1. Найбільші втрати припадають на долю ВРП та системи збудження гідрогенераторів, що мають досить низькі динамічні характеристики.

 Суттєві втрати припадають також на долю проточного тракту та регуляторів, що мають дуже низькі динамічні властивості. 3. Втрати на перехідних режимах безпосередньо пов'язані з гідро електродинамікою робочих процесів.

4. Динамічні складові суттєво визначають ефективність роботи гідроагрегатів ГЕС.

5. Основний напрям модернізації обладнання ГЕС має враховувати стрімке зростання динамічних робочих складових енергетичного обладнання.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- Пожуєв В. І. Методи математичної фізики / В. І. Пожуєв. – Запоріжжя : ЗДІА, 2007. – 162 с.
- Радченко В. В. Автоматизація процесів у гідроенергетиці / В. В. Радченко // Впровадження нових інформаційних технологій навчання : тези доп. конф. – Запоріжжя, 2004. – С. 291.
- Радченко В. В. Автоматизація гідроенергетичних процесів / В. В. Радченко // Впровадження нових інформаційних технологій навчання : тези доп. V ВНМК. – Запоріжжя, 2005. – С. 291–293.
- Шкрабец Ф. П. Автоматический контроль изоляции распределительных сетей / Ф. П. Шкрабец // Електричний журнал. – 2006. – № 1. – С. 3–7.
- 5. Кучер В. Г. Про реконструкцію обладнання Дніпровської ГЕС / В. Г. Кучер, Н. В. Голубєв // Гідроенергетика України. – 2008. – № 1. – С. 19–20.

Стаття надійшла до редакції 29.03.2013. Після доробки 01.07.2013.

Пожуев В. И.¹, Радченко В. В.², Шкрабец Ф. П.³, Кучер. В. Г.⁴, Кобец В. А.⁵ ¹Д-р. физ.-мат. наук, профессор, ректор, заслуженный работник образования Украины, Запорожская государственная инженерная академия, Украина

²Канд. техн. наук, доцент, Запорожская государственная инженерная академия, Украина

³Д-р. техн. наук, профессор, академик Академии наук высшей школы Украины, Днепропетровский национальный горный университет, Украина

⁴Директор, Днепровская ГЭС, Запорожье, Украина

⁵Ведущий инженер участка высоковольтных испытаний и измерений, Днепровская ГЭС, Украина

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СУЩЕСТВУЮЩИХ ГИДРОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Показаны актуальность, состояние проблемы и основные действующие факторы, определяющие рабочую эффективность основного гидроэнергетического оборудования ГЭС. Рассмотрены и классифицированы основные составляющие эфекивности затрат энергии в технологических системах выработки электрической энергии. Отражены влияния основных составляющих технических и эксплуатационых факторов на уровень эффективности. Приведено обоснование и определено направление исследования рабочих факторов, влияющих на изменение электрических параметров гидроагрегата. Предложены пути повышения эффективности работы действующего оборудования ГЭС. Приведенные данные могут быть использованы при модернизации гидроэнергетических преобразователей энергии.

Ключевые слова: энергетический преобразователь, гидроагрегат, гидравлическая электростанция, потери, управление, эффективность, модернизация.

Pojuev V. I.¹, Radchenko V. V.², Skrabets F. P.³, Kucher V. G.⁴, Kobets V. A.⁵

¹D. ph-M. s., professor, rector, deserved worker of formation of Ukraine, Zaporozhia state engineering academy, Ukraine

²D. of ph., associate professor, Ukraine

³D. t. of s, professor, academician of Academy of sciences of high school of Ukraine, Dnepropetrovsk national mountain university, k. renewable energy sources, Ukraine

⁴Director, Dnepr HES, Zaporozhia, Ukraine

⁵Leading engineer of area of tests of high-voltages and measurings, Dnepr HES, Ukraine

DEFINITION OF EFFICIENCY OF EXISTING HYDROPOWER SYSTEMS

The urgency, problem condition and the basic operating factors defining working efficiency of the basic hydropower equipment of HYDROELECTRIC POWER STATION are shown. The basic components of energy expenses efficiency in

technological systems of electric energy development are considered and classified. Influences of the basic components of technical and operational factors on efficiency level are reflected. The substantiation is performed and the direction of the working factors research affecting the change of the hydrounit electric parametres is defined. Ways of an overall performance increase of the operative equipment of HYDROELECTRIC POWER STATION are offered. The cited data can be used at modernisation of energy hydropower converters

Keywords: the power converter, the hydrounit, hydraulic power station, losses, management, efficiency, modernisation.

REFERENCES

- 1. Pozhuev V. I. Metodi matematichnoï fiziki, Zaporizhzhja, ZDIA, 2007, 162 p.
- 2. Radchenko V. V. Avtomatizacija procesiv u gidroenergetici. Vprovadzhennja novih informacijnih tehnologij navchannja: tezi dop. Konf. Zaporizhzhja, 2004, p. 291.
- 3. Radchenko V. V. Avtomatizacija gidroenergetichnih procesiv. Vprovadzhennja novih informacijnih

tehnologij navchannja: tezi dop. V VNMK. Zaporizhzhja, 2005, pp. 291–293.

- Shkrabec F. P. Avtomaticheskij kontrol' izoljacii raspredelitel'nyh setej, *Elektrichnij zhurnal*, 2006, No. 1, pp. 3–7.
- Kucher V. G., Golubev N. V. Pro rekonstrukciju obladnannja Dniprovs'koï GES. *Gidroenergetika Ukraïni*, 2008, No. 1, pp. 19–20.

ДО ВІДОМА АВТОРІВ

Журнал «Електротехніка та електроенергетика» призначений для публікації найбільш значимих наукових і практичних результатів досліджень учених вищих навчальних закладів і наукових організацій.

Журнал включений у перелік наукових видань України, у яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття вчених ступенів доктора і кандидата технічних наук і фізико-математичних наук (радіофізика).

Статті, що опубліковано в журналі, реферуються в реферативних журналах і базах даних ВІНІТІ (Росія) і «Джерело» (Україна). Журнал міститься у міжнародній базі наукових видань Index Copernicus (http://journals.indexcopernicus.com/ index.php). Інтернет-сторінка журналу:

http://journal.zntu.edu.ua/ric/index.php?page=index.

Журнал видається двічі на рік і розповсюджується за Каталогом періодичних видань України (передплатний індекс – 22914).

Для розгляду питання про публікацію статті до редакції журналу необхідно вислати поштою або представити особисто наступне:

 рукопис (роздруківку) статті, підписаний на останній сторінці всіма авторами, в двох примірниках;

 відомості про авторів (українською, російською, англійською мовами);

 оригінал експертного висновку про можливість відкритого опублікування статті;

 супровідний лист-клопотання з організації, де була виконана робота (або лист автора);

5) рецензію від фахівця в даній галузі з вченим ступенем доктора наук. Підпис рецензента обов'язково мусить бути завірений.
6) диск з наступними файлами:

) диск з наступними фаилами.

- електронна версія статті, повністю ідентична роздруківці;
- відомості про авторів;
- рисунки у графічному форматі .tif.

Файли з матеріалами статті можна надіслати електронною поштою або передати особисто на оптичному диску або USBнакопичувачі.

Вимоги до оформлення статті. Приймаються статті, набрані в редакторі Microsoft Word.

Параметри сторінки:

- розмір паперу A4 (210x297);
- орієнтація книжкова;

- шрифт - Times New Roman, розмір - 12 pt;

міжрядковий інтервал – полуторний;

- верхнє поле — 20 мм, нижнє — 20 мм, ліве — 25 мм, праве — 15 мм.

Сторінки рукопису повинні бути пронумеровані. Не допускаються розбіжності рукопису з електронною версією статті. Текст рукопису не повинен мати рукописних виправлень та позначок.

Послідовність розміщення матеріалу статті:

1) індекс УДК;

 прізвища й ініціали авторів, назва статті, анотація й ключові слова мовою статті;

3) текст статті;

4) список літератури;

5) прізвища й ініціали авторів, назва статті, анотація й ключові слова російською мовою (якщо мова статті – українська) або українською (якщо мова статті – російська);

6) прізвища й ініціали авторів, назва статті, анотація й ключові слова англійською мовою;

7) транслітерований список літератури.

Анотації повинні бути інформативними, змістовними (відбивати основний зміст статті та результати досліджень) та структурованими (відбивати логіку опису результатів у статті. Рекомендований обсяг україномовної та російськомовної анотації приблизно 50 слів, англомовної –100–150 слів (вимоги науково-метричної бази SCOPUS). Ключові слова наводяться в називному відмінку у кількості до десяти слів.

Текст статті. Приймаються статті російською, українською та англійською мовами. Розмір статті до 0,5 авторського аркуша. У статті слід уникати зайвої деталізації, проміжних формул і висновків; не слід наводити відомі факти, повторювати зміст таблиць і ілюстрацій у тексті. Стаття не повинна мати граматичних або інших помилок, а також повинна відповідати тематиці журналу й вимогам щодо фахових видань.

Структура тексту статті мусить містити такі необхідні елементи: постановка проблеми в загальному виді і її зв'язок з важливими науковими або практичними завданнями; аналіз останніх досліджень і публікацій, у яких розпочато розв'язання даної проблеми, і на які опирається автор; виділення нерозв'язаних раніше частин загальної проблеми, яким присвячується стаття; формулювання цілей статті (постановка завдання); виклад основного матеріалу дослідження з повним обґрунтуванням отриманих наукових результатів, висновки по даному дослідженню й перспективи подальших досліджень у даному напрямку. Матеріал публікації мусить бути розбитий на підрозділи не більше двох рівнів.

Рисунки розміщуються в тексті й додатково додаються в окремих файлах (формат .tif з роздільною здатністю 150–300 dpi, чорно-білі або у градаціях сірого). Розмір рисунків не повинен перевищувати ширини сторінки (17 см) або ширини колонки (8 см). Написи на рисунках бажано виконувати шрифтом Times New Roman, розмір 10. Рисунки нумерують і підписують унизу.

Формули виконуються за допомогою вбудованого в Word редактора Microsoft Equation. Формули нумерують у круглих дужках праворуч. Формули великого розміру записуються в кілька рядків.

Нумерація рисунків, формул і таблиць наскрізна однорівнева.

Список літератури наприкінці статті подається мовою оригіналу і складається в порядку згадування посилань у тексті й відповідно до діючого стандарту на бібліографічний опис. Посилання на літературу в тексті нумеруються послідовно й позначаються цифрою у квадратних дужках.

Транслітерований список лі**тератури**, відповідно до вимог науково-метричної бази SCOPUS, є повним аналогом списка літератури і виконується на основі транслітерації мови оригіналу латиницею.

Посилання на англомовні джерела не транслітеруються. Транслітерація української мови латиницею виконується на основі Постанови КМУ №55 від 27 січня 2010 р., російської – на основі ГОСТ 7.79-2000 (ISO 9-95). Приклади транслітерації розміщені на сайті журналу.

У відомостях про авторів необхідно навести:

1) прізвище, ім'я, по батькові (повністю);

2) учений ступінь;

- посаду;
- 4) місце роботи;
- 5) електронну адресу;

6) робочий, домашній, мобільний телефони.

Статті, які не відповідають зазначеним вимогам, не приймаються до розгляду.

Всі статті проходять закрите рецензування і в разі потреби можуть бути повернуті автору на доробку. Редакція залишає за собою право на літературну редакцію тексту статті без повідомлення автору.

Рукописи й диски не вертаються, коректура та відбитки статей авторам не надсилаються.

Адреса редакції: 69063, м. Запоріжжя, вул. Жуковського, 64, ЗНТУ, редакція журналу

Тел. (061) 7-698-2-96 – редакційно-видавничий відділ. E-mail: rvv@zntu.edu.ua Наукове видання

Електротехніка та електроенергетика №2/2013

науковий журнал

Головний редактор Заст. гол. редактора д-р техн. наук канд. техн. наук Орловський І. А. Тиховод С. М.

Оригінал-макет підготовлено у редакційно-видавничому відділі ЗНТУ

Комп'ютерна верстка Редактор англійських текстів Зуб С.В. Войтенко С.В.

Свідоцтво про державну реєстрацію КВ № 6905 від 29.01.2003.

Підписано до друку 07.02.2014. Формат 60×84/8. Ум. др. арк. 9,07. Тираж 300 прим. Зам. № 72. 69063 м. Запоріжжя, ЗНТУ, друкарня, вул. Жуковського, 64

> Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 2394 від 27.12.2005.