

### ЕЛЕКТРОТЕХНІКА І ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА ELECTRICAL ENGINEERING & ELECTROMECHANICS

Науково-практичний журнал Научно-практический журнал Scientific and practical journal





Рекомендовано до видання Вченою радою НТУ «ХПІ», протокол № 6 від 08.07.2016 2016/4(1) та Вченою радою ДУ «ІТПМ НАНУ», протокол № 09 від 16.07.2016

## СПЕЦІАЛЬНИЙ ВИПУСК до XXII Міжнародної науково-технічної конференції «Силова електроніка та енергоефективність» Том І

# ЗМІСТ

Силова електроніка та енергоефективна електроенергетика
Бойко В.С., Сотник М.І., Москаленко В.В. Моделювання особливих режимів роботи електромеханічних
систем мереж водопостачання
Буряковский С.Г., Горкунов Б.М., Тищенко А.А., Шахин Исам Хусейн. Разработка системы управления
вентильно-индукторного двигателя 10
Васильев И.Л., Павличенко М.Е. Выбор накопителя энергии для систем альтернативной энергетики 14
Жемеров Г.Г., Сокол Е.И., Тугай Д.В. Развитие современных теорий мощности трехфазных
четырехпроводных систем электроснабжения с нелинейной нагрузкой 17
Зайцев Р.В., Кириченко М.В., Сокол Є.І., Хрипунов Г.С., Прокопенко Д.С. Підвищення ефективності
фотоелектричної станції на основі гібридних фотоенергетичних модулів
Ивахно В.В., Замаруев В.В., Стысло Б.А., Ясько А.С. О «критической» частоте преобразования
двухзвенных преобразователей постоянного напряжения со звеном на основе инвертора тока
Кириченко М.В., Зайцев Р.В., Сокол Є.І., Хрипунов Г.С., Прокопенко Д.С. Концепція гібридного
фотоенергетичного модуля у складі високоефективної фотоелектричної станції
Лазуренко О.П., Кругол М.М. Новий підхід до класифікації електроустаткування власних потреб
теплових електричних станцій
Мартынов В.В. Исследование динамики многофазного регулятора постоянного тока по однофазной модели 47
Мартынов Д.В., Мартынов В.В. Исследование электромагнитных процессов в микроинверторе для
фотоэлектрических приложений на основе обратноходовых источников тока
Міронов Д.В., Сиченко В.Г., Матусевич О.О. Автоматизована система моніторингу фактичного
залишкового ресурсу обладнання тягових підстанцій
Руденко Ю.В., Мартынов В.В. Анализ нагрузочных характеристик в высокочастотном преобразователе с
высоковольтным трансформатором
Фетюхіна Л.В., Бутова О.А., Булавін М.С. Особливості моделювання автономної сонячної
фотоелектричної системи
Системи керування і контролю перетворювачами електроенергії

Алексеевский д.1. Анализ эффективности алгоритма моментного управления ВЭУ с аэродинамическим	
мультиплицированием	75
Замаруев В.В., Ивахно В.В., Ересько А.В., Стысло Б.А., Чурсина Ю.В. Применение цифровых систем	
управления полупроводниковыми преобразователями электрической энергии	78
Копчак Б.Л., Тверд М., Козловскі Б. ΠΙ <sup>λ</sup> Д <sup>μ</sup> -регулятор дробового порядку для перетворювачів частоти	
типу MFC710	84
Косарєв Є.М., Сиченко В.Г., Муха А.М., Хань К.О. Розробка керованого підсилюючого пункту для	
розподіленої системи тягового електропостачання	89
Михальський В.М., Соболєв В.М., Чопик В.В., Поліщук С.Й., Шаповал І.А. Модифіковані алгоритми	
керування матричним перетворювачем для мінімізації кількості комутацій ключів	94

Панкова О.О. Алгоритм управления электромеханической системой ВЭУ с переменной скоростью вращения	. 98
Плахтий А.А. Компенсационные активные выпрямители с коррекцией коэффициента мощности	102
Синчук О.Н., Бойко С.Н., Омельченко А.В. К вопросу об анализе форм кривых тока и напряжения	
однофазного инвертора в функции способов модуляции	107
Хрестин Р.Н. Определение передаточной функции дуговой сталеплавильной печи как объекта управления.	114
Черкасский А.П. Методика определения длительности первой моды параметрической зависимости	
сопротивления плазмоэрозионной нагрузки	118
Шамардина В.Н., Лемешко С.М. Синтез регуляторов тяговой электропередачи маневрового тепловоза	123

# TABLE OF CONTENTS

# Power Electronics and Energy-Efficient Electric Power Industry

Boiko V.S., Sotnyk M.I., Moskalenko V.V. Modeling special modes of electromechanical systems of water supply	. 4
Buryakovskiy S.G., Gorkunov B.M., Tyshchenko A.A., Shahin Isam Huseyn. Development of control system	
of valve-inductor motor	10
Vasilev I.L., Pavlichenko M.E. Select drive systems for energy alternative energy	14
Zhemerov G.G., Sokol E.I., Tugay D.V. Development of the modern power theories of three-phase four wire	
energy supply systems with non-linear loads	17
Zaitsev R.V., Kyrychenko M.V., Sokol E.I., Khrypunov G.S., Prokopenko D.S. Improving efficiency photovoltaic	
station based on hybrid photoenergy modules	25
Ivakhno V.V., Zamarujev V.V., Styslo B.A., Jas'ko A.S. About the «critical» conversion frequency for two-stage	
DC/DC converters with stage based on current source inverter	31
Kyrychenko M.V., Zaitsev R.V., Sokol E.I., Khrypunov G.S., Prokopenko D.S. Conception of hybrid photoenergy	
module for the high-efficiency photovoltaic energy station	37
Lazurenko O.P., Krugol M.M. A new approach to the classification of auxiliaries thermal power plant mechanisms	43
Martynov V.V. Research of dynamic multiphase DC regulator through single-phase model	47
Martynov D.V., Martynov V.V. Researching of electromagnetic processes in micro inverter for PV solutions	
on the based flyback inverter	52
Mironov D.V., Sychenko V.G., Matusevych O.O. Automated system of monitoring and predicting the actual	
residual life of the traction substations equipment.	57
Rudenko Yu.V., Martinov V.V. Analysis of load characteristics in high-frequency converter with high-voltage	
transformer	64
Fetjukhina L.V. Butova, O.A., Bulavin M.S. Features of simulation of the standalone solar photovoltaic system	69

# Control and Monitoring Systems of Electric Energy Converters

Alekseevskiy D.G. Analysis of efficiency torque control algorithm of wind power system with aerodynamic	
	75
Zamarujev V.V., Ivakhno V.V., Eresko A.V., Styslo B.A., Chursina Y.V. The use of digital control systems	
in power converters	78
<b>Kopchak B.L., Twerd M., Kozlowski B.</b> Fractional order Pl <sup>A</sup> D <sup>4</sup> -controller for MFC710 frequency converter	84
Kosariev Ye.M., Sychenko V.G., Mukha A.M., Khan K.O. Development of controlled boost point for distributed	
traction power supply system	89
Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Polishchuk S.Y., Shapoval I.A. Modification of matrix converter	
control algorithms to minimize the number of commutations	94
Pankova O.O. Control algorithm of electromechanical wind power plant with variable rotation speed	98
Plakhtiy A.A. Compensated active rectifiers with power factor correction	102
Sinchuk O.N., Boiko S.N., Omelchenko A.V. The question of the analysis of the forms of the curves of current	
and voltage of single phase inverter as a function of the modulation methods	107
Khrestin R.N. Determination of transfer function of electric arc furnace as a control object	114
Cherkassky A.P. The method of deternining the duration of the first mode of parametric dependence	
of plasma-erosive load resistance	118
Shamardina V.N., Lemeshko S.M. Synthesis of traction power controllers of a shunting locomotive	123

### ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

Науково-практичний журнал «Електротехніка і Електромеханіка» — передплатне видання. Вартість передплати на 2016 рік — 289,26 грн., на два місяці — 48,21 грн., на чотири місяці — 96,42 грн., на шість місяців — 144,63 грн., на вісім місяців — 192,84 грн., на десять місяців — 241,05 грн. Передплатний індекс: 01216.

### ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!

Постановою президії ВАК України від 15 січня 2003 р. № 1-08/5 науково-практичний журнал «Електротехніка і Електромеханіка» внесено до Переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата наук та перереєстровано Наказом МОН України № 1328 від 21 грудня 2015 р. Журнал зареєстровано як фаховий з № 1 2002 року.

Починаючи з 2005 року згідно з договором між редакцією журналу «Електротехніка і Електромеханіка» та Всеросійським інститутом наукової та технічної інформації Російської академії наук (ВИНИТИ РАН), інформація про статті з журналу за відбором експертів ВИНИТИ розміщується у Реферативному журналі (РЖ) та Базах даних (БД) ВИНИТИ.

Починаючи з №1 за 2006 р. згідно з Наказом МОН України №688 від 01.12.2005 р. журнал надсилається до УкрІНТЕІ.

Електронна копія журналу «Електротехніка і Електромеханіка», зареєстрованому у Міжнародній системі реєстрації періодичних видань під стандартизованим кодом ISSN 2074-272Х, надсилається до Національної бібліотеки України ім. В.І. Вернадського і, починаючи з 2005 р., представлена на сайті бібліотеки (http://nbuv.gov.ua/) в розділі «Наукова періодика України», а також на офіційному сайті журналу (http://eie.khpi.edu.ua/).

Починаючи з №1 за 2016 р. усі статті на сайті доступні на двох мовах – обов'язково англійською, а також російською або українською. Також кожній статті в журналі присвоюється унікальний цифровий ідентифікатор DOI (Digital Object Identifier) від організації Crossref (http://crossref.org/).

Журнал «Електротехніка і Електромеханіка» включений у довідник періодичних видань Ulrich's Periodical Directory, представлений у загальнодержавній реферативній базі даних «Україніка Наукова», реферативному журналі «Джерело», індексується у міжнародних наукометричних базах даних Index Copernicus, Российский Индекс Научного Цитирования – РИНЦ (ELIBRARY), Google Scholar, та входить до баз даних EBSCO, DOAJ, OpenAIRE, Elektronische Zeitschriftenbibliothek ma iн.



Звертаємо увагу авторів на необхідність оформлення рукописів статей відповідно до Вимог, які наведені на офіційному сайті журналу (http://eie.khpi.edu.ua/), розміщеному на платформі «Наукова періодика України» (http://journals.uran.ua/). Статті, оформлені згідно з Вимогами, будуть публікуватися у периу чергу. УДК 621.314

В.С. Бойко, М.І. Сотник, В.В. Москаленко

### МОДЕЛЮВАННЯ ОСОБЛИВИХ РЕЖИМІВ РОБОТИ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ МЕРЕЖ ВОДОПОСТАЧАННЯ

Наведені у статті результати досліджень спрямовані на подальший розвиток наукового напрямку – електричних методів моделювання робочих процесів у мережах водопостачання. Основою розроблених електричних моделей є перетворювач електричної енергії – випрямляч. Залежно від складу досліджуваної електромеханічної системи електрична модель мережі водопостачання може базуватися на однофазних, трифазних чи перетворювальних системах іншої фазності. Дослідження особливих режимів роботи електромеханічних системах водопостачання. Вібл. 8, рис. 11.

Ключові слова: електрична модель, електромагнітний процес, насос, випрямляч, вентиль.

Изложенные в статье результаты исследований, направлены на дальнейшее развитие научного направления – электрических методов моделирования рабочих процессов в системах водоснабжения. Основой разработанных электрических моделей является преобразователь электрической энергии – выпрямитель. В зависимости от состава исследуемой электромеханической системы сети водоснабжения электрическая модель может базироваться на однофазных, трехфазных или преобразовательных системах иной фазности. Исследование особых режимов электромеханических систем сети водоснабжения осуществлено с целью повышения энергоэффективности их функционирования. Библ. 8, рис. 11.

Ключевые слова: электрическая модель, электромагнитный процесс, насос, выпрямитель, вентиль.

#### ВСТУП

Наразі в мережах водопостачання в експлуатації знаходиться велика кількість електромеханічних систем (ЕМС), що мають у своєму складі насоси з двозавитковим спіральним відводом. Електромеханічні системи мереж водопостачання споживають значні обсяги електричної енергії, тому будь-які роботи, спрямовані на підвищення енергоефективності їх функціонування, є важливим і актуальними [1]. З зазначених ЕМС найбільш поширеними є ті, що мають у своєму складі насоси з непарною кількістю лопатей робочих коліс. Робочі процеси, які мають місце при експлуатації ЕМС з такими насосами, подібні до процесів у агрегатах з двозавитковим спіральним відводом та парною кількістю лопатей робочих коліс. Разом з тим мають місце і суттєві відмінності, тому наведені результати наукових досліджень стосуються якраз аналізу електромагнітних процесів у електричній моделі електромеханічної системи, складовою якої є відцентровий насос з двозавитковим спіральним відводом і робочим колесом, яке має непарну кількість (сім) лопатей.

У разі поділу спіральної камери відводу на дві частини, насос має два «язика». За непарної кількості лопатей, як і за парної, обидва «язики» розташовані один навпроти іншого, тобто вони зсунені між собою по периметру корпусу насоса на  $180^{\circ}$ . При цьому кожна лопать за один оберт робочого колеса двічі проходить повз «язик» і двічі «виштовхує» рідину у зовнішню гідравлічну мережу. У зазначеному важливим є те, що якраз через непарну кількість лопатей моменти проходження їх у зоні «язиків» не збігаються, якщо проти одного «язика» знаходиться лопать, то проти протилежно розташованого знаходиться проміжок між лопатями. Конструктивно поділ спірального каналу відводу на дві частини здійснюється так, що вони не є однаковими. Цей факт та інші конструктивні особливості відцентрового насоса є причиною можливого перетоку рідини між спіральними відводами.

Робочі режими відцентрових насосів досліджені досить грунтовно [2] – [4], чого не можна сказати стосовно особливих режимів, пов'язаних з наявністю перетоку рідини між спіральними відводами. Що ж стосується електричного моделювання зазначених режимів, то воно взагалі поки що ніким не здійснювалося. Це ще одне підтвердження актуальності теми публікації, а викладене вище має бути врахованими при створенні електричних моделей ЕМС з відцентровими насосами.

#### МАТЕРІАЛ І РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕНЬ

Дослідимо електромагнітний процес у схемі рис. 1, яка є схемою електричної моделі електомеханічної системи, яка містить насос з двозавитковим спіральним відводом і робоче колесо з сімома лопатями. Модель складається з двох половин, кожна з яких містить по m паралельних віток, що дорівнює кількості лопатей робочого колеса насоса.

Система ЕРС паралельних віток моделі запишеться у вигляді гармонічної функції (синусоїди) наступним чином:

$$e_j = E_m \sin\left[\omega t + \pi \left(0.5 + \frac{1-2j}{m}\right)\right], \qquad (1)$$

де *j* – номер вітки електричної моделі;

Цим у моделі відображається факт обертового руху рідини у проточній частині насоса.

Амплітуда ( $E_m$ ) усіх віток моделі однакова і дорівнює напору неробочого ходу насоса  $H_0$ , обчисленому у метрах (якщо  $H_0 = 82$  м, то  $E_m = 82$  В).

Різного роду втрати при роботі відцентрового насоса, які призводять до зниження його ККД та зменшення вихідного напору при збільшенні робочого

потоку, інтегрально враховуються у моделі насоса наявністю активного  $R_r$  та індуктивного  $X_r$  опору:

$$R_{\rm F} = 128\upsilon l / (g\pi d^4), \qquad (2)$$

де *v* - коефіцієнт кінематичної в'язкості; *l* - довжина проточної частини насоса еквівалентована до її діаметра; *d* - еквівалентний діаметр проточної частини насоса;

$$X_{\Gamma} = \omega L_{\Gamma} = \omega \sum_{j=1}^{m} \frac{l_j}{gS_j},$$
(3)

де  $L_r = l/(gS)$  - гідравлічна індуктивність проточної частини насоса;  $\omega$  - кутова частота обертання робочого колеса насоса;  $l_j$  - довжина ділянки проточної частини при її еквівалентуванні;  $S_j$  - площа перетину ділянки проточної частини при її еквівалентуванні, моделюються елементами електричної схеми R,  $L_r$ ,  $R_l$ ,  $R_2$ ,  $L_1$ ,  $L_2$ ,



Рис. 1. Схема електричної моделі електромеханічної системи (m = 2x7)

Виходячи з викладеного, систему EPC джерел окремих віток схеми рис. 1, запишемо так:

$e_1 = E_m \sin(\vartheta + 5\pi/14);$	$e_8 = E_m \sin(\vartheta + 19\pi/14);$
$e_2 = E_m \sin(\vartheta + \pi/14);$	$e_9 = E_m \sin(\vartheta + 15\pi/14);$
$e_3 = E_m \sin(\vartheta - 3\pi/14);$	$e_{10} = E_m \sin(\vartheta + 11\pi/14);$
$e_4 = E_m \sin(\vartheta - \pi/2);  \Big\}$	$e_{11} = E_m \sin(\vartheta + \pi/2);$
$e_5 = E_m \sin(\vartheta - 11\pi/14);$	$e_{12} = E_m \sin(\vartheta + 3\pi/14);$
$e_6 = E_m \sin(\vartheta - 15\pi/14);$	$e_{13} = E_m \sin(\vartheta - \pi/14);$
$e_7 = E_m \sin(\vartheta - 19\pi/14);$	$e_{14} = E_m \sin(\vartheta - 5\pi/14);$

На рис. 2 зображена векторна діаграма ЕРС джерел за наведеними вище співвідношеннями.

При дослідженні електромагнітного процесу в електричній моделі ураховано, що комутаційний процес у одній половині моделі не впливає на процес у іншій. Це пояснюється тим, що джерелом живлення в електричній моделі є сукупність не пов'язаних між собою джерел синусоїдної ЕРС, які мають однакову амплітуду та частоту і певний зсув за фазою, який визначається кількістю лопатей робочого колеса насоса. Разом з тим, розраховуючи струми окремих віток моделі, як і загальний струм навантаження, необхідно враховувати взаємний вплив на процес окремих половин електричної моделі. Виходячи з викладеного, аналіз електромагнітних процесів у електричній моделі не можна проводити тільки стосовно однієї її половини.



Рис. 2. Векторна діаграма ЕРС віток електричної моделі ЕМС (m = 2x7)

Із чотирнадцяти діодів схеми в роботі постійно знаходяться два — по одному у кожній її половині, напруга на аноді якого є найбільшою додатною, оскільки всі катоди діодів окремих половин схеми з'єднані між собою і мають однаковий потенціал.

Згідно з прийнятим у дослідженні зсувом за фазою ЕРС окремих віток, в момент часу  $\mathcal{G} = 0$  у лівій половині схеми вступає в роботу вентиль D1, який працює в інтервалі часу  $0 \le \mathcal{G} \le 2\pi/7$ . У правій частині схеми у цей момент працює діод D11, який вступив у роботу раніше діода D1 на  $\pi/7$ . Схема, яка відповідає викладеному, наведена на рис. 3.



Рис. 3. Схема спільної роботи діодів D1 та D11

Для аналізу цього електричного кола скористаємось методом контурних струмів. Напрями контурних струмів  $I_{11}$  та  $I_{22}$  показано на рис. 3. Система рівнянь у загальному вигляді запишеться так:

$$\dot{I}_{11}R_{11} + \dot{I}_{22}R_{12} = \dot{E}_{K1};$$
  
 $\dot{I}_{11}R_{21} + \dot{I}_{22}R_{22} = \dot{E}_{K2};$   
Власні та спільні опори контурів:  
 $R_{11} = R + R_1 + R_H;$ 

$$R_{22} = 2R + R_1 + R_2;$$
  

$$R_{12} = R_{21} = R + R_1.$$

Контурні ЕРС:  $\dot{E}_{K1} = \dot{E}_1$ ;  $\dot{E}_{K2} = \dot{E}_1 - \dot{E}_{11}$ .

Враховуючи зсув за фазою ЕРС окремих віток моделі, наведений на рис. 2, після деяких тригонометричних перетворень отримаємо, що  $\dot{E}_{K2} = 0,445\dot{E}_{13}$ .

Позначимо  $R_{\Gamma 1} = R + R_1$ ,  $R_{\Gamma 2} = R + R_2$  і запишемо вирази струмів окремих половин схеми електричної моделі та випрямленого струму у комплексній формі наступним чином:

$$\dot{I}_{1} = \frac{\Delta_{1} + \Delta_{2}}{\Delta} = \frac{\dot{E}_{1}R_{\Gamma 2} + 0.445\dot{E}_{13}R_{H}}{(R_{\Gamma 1} + R_{\Gamma 2})R_{H} + R_{\Gamma 1}R_{\Gamma 2}};$$
(4)

$$\dot{I}_{2} = -\frac{\Delta_{2}}{\Delta} = \frac{\dot{E}_{1}R_{\Gamma 1} - 0.445\dot{E}_{13}(R_{\Gamma 1} + R_{H})}{(R_{\Gamma 1} + R_{\Gamma 2})R_{H} + R_{\Gamma 1}R_{\Gamma 2}};$$
 (5)

$$\dot{I}_d = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_1(R_{\Gamma 1} + R_{\Gamma 2}) - 0.445 \dot{E}_{13} R_{\Gamma 1}}{(R_{\Gamma 1} + R_{\Gamma 2}) R_H + R_{\Gamma 1} R_{\Gamma 2}}.$$
 (6)

Звернімо увагу, що наведені вирази справедливі в інтервалі  $0 \le 9 \le \pi/7$ . У момент часу  $9 = \pi/7$  діод D11 припиняє свою роботу і замість нього в роботу вступає діод D12, при цьому діод D1 продовжує проводити струм. Схема, що відповідає такій робочій ситуації, наведена на рис. 4.



Рис. 4. Схема спільної роботи діодів D1 та D12

Як і у попередньому випадку проаналізуємо процес у електричному колі рис. 4 за методом контурних струмів. Напрями контурних струмів  $I_{11}$  та  $I_{22}$ показано на рисунку. Система рівнянь у загальному вигляді буде такою ж, як і у попередньому випадку. Такими ж будуть і власні та спільні опори контурів.

Вирази контурних ЕРС будуть іншими:  $\dot{E}_{K1} = \dot{E}_1$ ;  $\dot{E}_{K2} = \dot{E}_1 - \dot{E}_{11}$ .

Враховуючи зсув за фазою ЕРС окремих віток моделі, після деяких тригонометричних перетворень отримаємо, що  $\dot{E}_{K2} = 0.445 \dot{E}_{10}$ .

Як і раніше, позначимо  $R_{\Gamma 1} = R + R_1$ ,  $R_{\Gamma 2} = R + R_2$ і запишемо вирази струмів окремих половин схеми електричної моделі та випрямленого струму у комплексній формі наступним чином:

$$\dot{I}_{1} = \frac{\Delta_{1} + \Delta_{2}}{\Delta} = \frac{E_{1}R_{\Gamma 2} + 0.445E_{10}R_{H}}{(R_{\Gamma 1} + R_{\Gamma 2})R_{H} + R_{\Gamma 1}R_{\Gamma 2}};$$
(7)

$$\dot{I}_{2} = -\frac{\Delta_{2}}{\Delta} = \frac{\dot{E}_{1}R_{\Gamma 1} - 0.445\dot{E}_{10}(R_{\Gamma 1} + R_{H})}{(R_{\Gamma 1} + R_{\Gamma 2})R_{H} + R_{\Gamma 1}R_{\Gamma 2}};$$
(8)

$$\begin{split} \dot{I}_{d} &= \dot{I}_{1} + \dot{I}_{2} = \frac{\dot{E}_{1}(R_{\Gamma 1} + R_{\Gamma 2}) - 0.445 \dot{E}_{10} R_{\Gamma 1}}{(R_{\Gamma 1} + R_{\Gamma 2}) R_{H} + R_{\Gamma 1} R_{\Gamma 2}} = \\ &= \frac{\dot{E}_{1} - 0.445 \dot{E}_{10} R_{\Gamma 1} / (R_{\Gamma 1} + R_{\Gamma 2})}{R_{H} + R_{\Gamma 1} R_{\Gamma 2} / (R_{\Gamma 1} + R_{\Gamma 2})}; \end{split}$$
(9)

Для підтвердження адекватності електричного моделювання здійснено числовий розрахунок за співвідношеннями (4) – (9), результати якого порівняно з результатами схемотехнічного моделювання [6]. Перехід від виразів струмів половин електричної моделі у комплексній формі до їх миттєвих значень дає відповідні вирази у вигляді гармонічної функції з певною амплітудою і фазою, залежно від параметрів елементів моделі. Графічна побудова цих кривих виглядає сукупністю прямих, як на рис. 5.

Однак, якщо звернути увагу на інтервал часу, у якому здійснюється розрахунок, стає зрозумілим, що закономірність зміни обох струмів на будь-якому інтервалі є близькою до прямої. Пояснюється це тим, що синусоїдна крива в інтервалі кутів (0°...25,7°) за своєю формою наближена до прямої, а всі ділянки розрахованого миттєвого значення струмів половин моделі знаходяться якраз на цьому інтервалі.

Якщо опори вихідних віток половин електричної моделі відрізнятимуться, що якраз і має місце на практиці, розрахунок за співвідношеннями (4) – (9) дає різні вирази закономірностей зміни струмів половин електричної моделі та їх величину.

Результати схемотехнічного моделювання [5] електромагнітного процесу при різних значеннях опору вихідних віток електричної моделі наведено на рис. 5, де зображені крива випрямленого струму і його складові для випадку, коли індуктивностями вихідних віток електричної моделі нехтували. Як бачимо, при тих параметрах елементів електричної моделі, які використовувались при схемотехнічному моделюванні, числове значення випрямленого струму близьке до 1,9 А.



Рис. 5. Результат моделювання несиметричного режиму роботи електричної моделі насосного агрегату ( $L_1 = L_2 = 0$ )

На рис. 6 наведені ті ж самі криві при тих же параметрах електричної моделі, що і у попередньому випадку, але з урахуванням індуктивностей вихідних віток електричної моделі. Інші параметри елементів моделі не змінювались. Як бачимо, величина і форма складових випрямленого струму помінялися, а величина випрямленого струму залишилася незмінною, близькою до 1,9 А.

З викладеного випливає, що незалежно від того, які параметри елементів електричної моделі електромеханічної системи враховуються, струми вихідних віток окремих половин електричної моделі відрізняються між собою за величиною. Відповідно спільні точки катодів окремих половин електричної моделі мають різний потенціал. При цьому перетоку струмів між половинами електричної моделі немає, оскільки вони безпосередньо електрично між собою не з'єднані.



Рис. 6. Результат моделювання несиметричного режиму роботи електричної моделі ( $L_1 = 0,03$  Гн ;  $L_2 = 0,02$  Гн)

Електрична модель електромеханічної системи, яка містить відцентровий насос з двозавитковим спіральним відводом [7], добре зарекомендувала себе при моделюванні робочих процесів у ЕМС, у випадку, коли робоче колесо насоса має максимально можливий розмір зовнішнього діаметру  $D_2$  (наприклад, для насосу Д 6300-80-2 максимально можливе стандартне значення  $D_2 = 1020$ мм). Однак завод-виробник також може комплектувати насоси зазначеного типу стандартними робочими колесами меншого діаметру  $(D_2 = 970$  мм чи  $D_2 = 915$  мм). Окрім того на підприємствах, у разі необхідності, здійснюють обточку робочих коліс, зменшуючи їх зовнішній діаметр, з метою узгодження характеристики насоса з характеристикою мережі водопостачання. Практичне застосування електричних моделей відцентрових насосів з двозавитковим спіральним відводом показало, що зі зменшенням зовнішнього діаметру робочого колеса насосу похибка результатів моделювання робочих процесів збільшується. Нашими дослідженнями доведено, що причиною цього є наявність процесу перетоків рідини між спіральними відводами.

На рис. 7 наведено результати моделювання робочого процесу в електромеханічній системі, яка містить відцентровий насос Д 6300-80-2 з максимальним зовнішнім діаметром робочого колеса  $D_2 = 1020$  мм. Картину руху рідини у проточній частині насосу отримано в результаті числового експерименту при моделюванні номінального режиму роботи ЕМС у програмному середовищі ANSYS.CFX 12.0. Рух рідини подається сукупністю неперервних ліній, за густиною яких і кольором є можливість зробити висновок стосовно обсягів її подачі та швидкості руху.

Аналіз картини руху рідини на рис. 7 показує, що перетоку рідини між спіральними відводами практично немає. На рис. 8 лінії руху рідини в області нижнього «язика» подано у збільшеному масштабі.

На рис. 9 наведено результати моделювання робочого процесу в електромеханічній системі, яка містить відцентровий насос Д 6300-80-2 з зовнішнім діаметром робочого колеса  $D_2 = 915$  мм. Картину руху рідини у проточній частині насосу також отримано в результаті числового експерименту при моделюванні номінального режиму роботи ЕМС у програмному середовищі ANSYS.CFX 12.0. Аналіз картини руху рідини на рис. 9 показує на наявність перетоку рідини між спіральними відводами.







Рис. 8. Картина руху рідини в області нижнього «язика» (насос Д 6300-80-2,  $D_2 = 1020$  мм)

На рис. 10 лінії руху рідини в області нижнього «язика» подано у збільшеному масштабі.



Рис. 9. Моделювання режиму номінального навантаження ЕМС з насосом Д 6300-80-2 (*D*<sub>2</sub> = 915 мм)



Рис. 10. Картина руху рідини в області нижнього «язика» (насос Д 6300-80-2,  $D_2 = 915$  мм)

Для підвищення точності електричного моделювання робочих режимів ЕМС мереж водопостачання, факт наявності перетоків рідини між спіральними відводами відцентрового насоса має бути врахованим за рахунок удосконалення схеми електричної моделі. Як показують проведені дослідження, врахувати наявність перетоків рідини між спіральними відводами можна за рахунок додаткового опору  $R_{\rm д}$ , підімкненого між спільними точками катодів окремих половин електричної моделі (рис. 11). Величиною цього опору регулюється обсяг перетоку рідини, який залежить від розміру зовнішнього діаметра робочого колеса насоса.



Рис. 11. Удосконалена схема електричної моделі електромеханічної системи (*m* = 2x7)

Розробка удосконаленої електричної моделі електромеханічної системи мережі водопостачання спирається на основні принципи електричного моделювання, закладені в [8]. Математична частина дослідження електромагнітних процесів y удосконаленій електричній моделі ЕМС мережі водопостачання не наводиться через великий обсяг досліджень. Що ж стосується енергетичних показників функіонування електромеханічних систем мереж водопостачання з відцентровими насосами, і насамперед їх енергоефективності, то уточнення моделювання результатів при застосуванні удосконаленої електричної моделі знаходиться на рівні (3.0...6.5) %, залежно від обсягів подачі рідини та конструктивних розмірів робочого колеса насоса.

#### ВИСНОВКИ

1. Дослідження робочих процесів відцентрових насосів з двозавитковим спіральним відводом, здійснене числовим методом у програмному середовищі ANSYS.CFX 12.0, підтверджують факт наявності перетоку рідини між спіральними відводами при зменшенні зовнішнього діаметру робочого колеса насоса.

2. Для врахування процесу перетоку рідини між спіральними відводами електрична модель електромеханічної системи має бути удосконаленою за рахунок введення додаткового опору R<sub>д</sub>, який знаходиться у вітці, що з'єднує спільні точки катодів полови електричної моделі.

3. Величина додаткового опору розраховується для кожного типу відцентрового насосу і залежить від

обсягів подачі рідини ним та конструктивних розмірів робочого колеса насоса.

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

 Енергозбереження – пріоритетний напрямок державної політики України / М.П. Ковалко, С.П. Денисюк [відповідальний редактор А.К. Шидловський]. – К: УЕЗ, 1998. – 506 с.
 Гликман Б.Ф. Нестационарные течения в пневмогидравлических цепях / Б.Ф. Гликман. - М.: Машиностроение, 1979. – 256с.

3. Гликман Б.Ф. Математические модели пневмогидравлических систем / Б.Ф. Гликман. - М.: Наука, 1987. - 366 с.

4. Регулирование частоты вращения насосного оборудования. Руководство для успешного применения. - М.: Изд-во ООО «СофтКом», 2011. - 200 с. Перевод с английского и публикация русской версии выполнены Российской ассоциацией производителей насосов (РАПН) с ограниченного разрешения Гидравлического института и Европамп.

5. Разевиг В.Д. Система схемотехнического моделирования Місго-Сар / В.Д. Разевиг. – М.: Горячая линия – Телеком, 2001. – 344 с.

6. Бойко В.С., Адекватність електричного моделювання робочих процесів у відцентровому насосі / В.С. Бойко, М.І. Сотник // Техн. электродинаміка.- 2013. - №5 – с. 90-96.

7. Електрична модель відцентрового насоса з двозавитковим спіральним відводом: Патент UA № 80301, МПК G06G 7/57./Бойко В.С., Бойко В.В., Сотник М.І. - и 2012 12710. Опубл. 27.05.2013, Бюл. № 10.

8. Спосіб створення електричної моделі відцентрового насоса: Патент UA № 67781, МПК G06G 7/00./Бойко В.С., Бойко В.В., Сотник М.І. - и 2011 08267. Опубл. 12.03.2012, Бюл. № 5.

#### REFERENCES

*I.* Energozberezhennia – prioritetnii napriamok derzhavnoï politiki Ukraïni / M.P. Kovalko, S.P. Denisiuk [vidpovidal'nii redaktor A.K. Shidlovs'kii]. – K: UEZ, 1998. – 506 s.

2. Glikman B.F. Nestatsionarnye techeniia v pnevmogidravlicheskikh tsepiakh / B.F. Glikman. - M.: Mashinostroenie, 1979. – 256s.

3. Glikman B.F. Matematicheskie modeli pnevmogidravlicheskikh sistem / B.F. Glikman. - M.: Nauka, 1987. -366 s.

**4.** Regulirovanie chastoty vrashcheniia nasosnogo oborudovaniia. Rukovodstvo dlia uspeshnogo primeneniia. - M.: Izd-vo OOO «SoftKom», 2011. - 200 s. Perevod s angliiskogo i publikatsiia russkoi versii vypolneny Rossiiskoi assotsiatsiei proizvoditelei nasosov (RAPN) s ogranichennogo razresheniia Gidravlicheskogo instituta i Evropamp.

5. Razevig V.D. Sistema skhemotekhnicheskogo modelirovaniia Micro-Cap / V.D. Razevig. – M.: Goriachaia liniia – Telekom, 2001. – 344 s.

6. Boiko V.S., Adekvatnist' elektrichnogo modeliuvannia robochikh protsesiv u vidtsentrovomu nasosi / V.S. Boiko, M.I. Sotnik // Tekhn. elektrodinamika.- 2013. -  $N_{2}5$  - s. 90-96.

7. Elektrichna model' vidtsentrovogo nasosa z dvozavitkovim spiral'nim vidvodom: Patent UA № 80301, MPK G06G 7/57./Boiko V.S., Boiko V.V., Sotnik M.I. - u 2012 12710. Opubl. 27.05.2013, Biul. № 10.

8. Sposib stvorennia elektrichnoï modeli vidtsentrovogo nasosa: Patent UA № 67781, MPK G06G 7/00./Boiko V.S., Boiko V.V., Sotnik M.I. - u 2011 08267. Opubl. 12.03.2012, Biul. № 5.

Поступила (received) 21.03.2016

Бойко Валерій Степанович<sup>1</sup>, д.т.н., проф., Сотник Микола Іванович<sup>2</sup>, д.т.н., доц., Москаленко Владислав Вікторович<sup>2</sup>, аспірант, <sup>1</sup> Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», 03056, Київ-56, пр. Перемоги, 37, е-mail: vsboiko@bigmir.net <sup>2</sup> Сумський державний університет, 40007, Суми, вул. Римського-Корсакова, 2, е-mail: nsotnik@mail.ru; vlad.moskalenko1993@gmail.com

V.S. Boiko<sup>1</sup>, M.I. Sotnyk<sup>2</sup>, V.V. Moskalenko<sup>2</sup>

<sup>1</sup> National Technical University of Ukraine «Kyiv Polytechnic Institute»,

37, Prospect Peremohy, Kyiv-56, 03056, Ukraine.

<sup>2</sup> Sumy State University,

2, Rymskogo-Korsakova Str., Sumy, 40007, Ukraine. Modeling special modes of electromechanical systems of water supply.

The above in the article the results of research focused on the further development of scientific direction - electrical simulation

of work processes in the water supply networks. The basis of the developed electric models is a converter of electrical energy – rectifier. Depending on the composition of the electromechanical system, electric model of supply network can be based on single phase, three-phase converter systems or other phase character conversion systems. Using the suggested electrical models of existing pumps under standard constructive series during a working process of electromechanical systems of water supply within certain ranges of changing their basic parameters gives an acceptable accuracy of the results. However, substantial changes of hydraulic parameters of such electromechanical pump systems require, accordingly, changes in the schematics of their electric models by introducing additional elements. Such changes must take into account in the model corresponding changes of operating process parameters of the real pump to improve the accuracy of the findings. Research of specific operating modes of electromechanical systems of water supply made to improve the energy efficiency of their operation. References 8, figures 11.

*Key words:* electric model, electromagnetic process, pump, rectifier, valve.

С.Г. Буряковский, Б.М. Горкунов, А.А. Тищенко, Шахин Исам Хусейн

### РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ

В роботі наведено систему управління для вентильно-індукторного двигуна з застосуванням мікроконтролера. Обгрунтовано принцип використання оптичного інкрементального датчика, який дозволяє отримати 360 імпульсів за один оборот валу, датчиків струму, температури і механічної напруги на валу двигуна. Отримано осцилограми фазного струму і напруги при активно-реактивному навантаженні в різних режимах роботи двигуна. Наведено графіки фазного струму і напруги з використанням перетворювача при роботі електродвигуна з регулюванням напруги. Бібл. 10, рис. 7.

Ключові слова: електропривод, вентильно-індукторний двигун, мікроконтролер, фазний струм, фазна напруга.

В работе приведена система управления для вентильно-индукторного двигателя с применением микроконтроллера. Обоснован принцип использования оптического инкрементального датчика, который позволяет получить 360 импульсов за один оборот вала, датчиков тока, температуры и механического напряжения на валу двигателя. Получены осциллограммы фазного тока и напряжения при активно-реактивной нагрузке в различных режимах работы двигателя. Приведены графики фазного тока и напряжения с использованием преобразователя при работе электродвигателя с регулированием напряжения. Библ. 10, рис. 7.

*Ключевые слова:* электропривод, вентильно-индукторный двигатель, микроконтроллер, фазный ток, фазное напряжение.

Введение. Существующие конструкции отечественных электроприводов в многолетней практике зарекомендовали себя с положительной стороны, но они не могут справиться с новыми проблемами, функциями и задачами, которые ставятся и решаются в других странах мира [1, 3]. Развитие микропроцессорной и силовой полупроводниковой техники позволило значительно повысить эффективность работы и применения вентильно-индукторных двигателей (ВИД) [4]. Специфика их управления состоит в том, что необходимо не только создавать управляющий сигнал для намагничивания обмотки, но также и размагничивающий сигнал для форсированного торможения. Кроме того, применение микропроцессорной техники позволит создать единую систему управления станцией с четким контролем всех основных параметров.

Постановка задачи. Основными задачами при разработке ВИД являются упрощение кинематической линии, а также создание регулируемого микропроцессорного электропривода, что позволит обеспечить возможность варьирования времени перевода стрелок. Реализованная система управления для данного ВИД приведена на рис. 1. При её разработке одной из задач было максимальное упрощение схемных решений путём сведения количества элементов к минимуму путем объединения отдельных узлов.



© С.Г. Буряковский, Б.М. Горкунов, А.А. Тищенко, Шахин Исам Хусейн

Примером может служить применение микроконтроллера dsPIC30F3011 фирмы Microchip [5], специально предназначенного для решения подобного рода задач с цифровой обработкой сигнала. Система команд ядра имеет два класса: микроконтроллерные инструкции и команды цифровой обработки сигналов. Оба этих класса равноправно интегрированы в архитектуру контроллера и управляются одним ядром. Многие элементы схемы, такие как АЦП, модуль управления ШИМ с шестью выходами (распределитель импульсов), модуль квадратурного энкодера (счётчика импульсов), уже входят в состав микроконтроллера благодаря чему основные программно решаемые задачи были переложены на аппаратную часть. Это позволило разгрузить центральный процессор, отведя оставшееся время под реализацию различных методов управления, в том числе, и с применением сложных математических вычислений. Формируемая микроконтроллером ШИМ через драйверы верхних (IRS21850) VT1, VT4 и нижних (IR4426S) [6] VT2, VT3, VT5, VT6 полевых транзисторов типа IRF7853 [6] передается к схеме коммутации (см. рис. 2).



Рис. 2. Схема коммутации

Исходя из того, что одновременная работа фаз, которые расположены друг относительно друга под углом 90 геометрических градусов (фазы a, c и b, d) невозможна, эти фазы объединены в группы, что позволяет снизить количество силовых элементов в схеме. Для работы 4-х фазного электромеханического преобразователя, при объединении его фаз в группы, схема будет содержать шесть силовых транзисторов и шесть обратных диодов. Схему, изображенную на рис. 2, принято еще называть схемой Миллера. С помощью такого преобразователя реализуется одиночная симметричная коммутация

Во время работы фазы, когда верхний ключ закрыт, осуществляется «одноключевая» коммутация, при этом ток замыкается через обратный диод Шотки (30BQ100) [7]. При переключении фаз используется «двоключевая» коммутация.

Для контроля положения ротора, а также скорости и направления его вращения, используется встроенный в конструкцию ВИД оптический инкрементальный датчик HEDS-4140 [6], позволяющий получить 360 импульсов за один оборот вала, и сопряженный непосредственно с квадратурным энкодером микроконтроллера. Принцип работы такого датчика представлен на рис. 3.

Энкодер представляет собой диск, размещенный на валу двигателя и модуль детектора, определяющий положение этого диска. Энкодер имеет три вывода: фаза a, фаза b и индексный выход, информация с которых декодируется для получения информации о

вращении вала двигателя, включая скорость и направление вращения.



Рис. 3. Принцип работы квадратурного энкодера

Датчиками тока служат низкоомные прецизионные резисторы, напряжение с которых, предварительно отфильтрованное, преобразовывается в АЦП. Информация о температуре обмоток ВИД снимается датчиком типа TMP36. Для контроля механического напряжения на валу двигателя используется электромагнитный датчик [8, 9].

Программа для прошивки контролера написана на языке C++ с использованием студии MPLAB.

Для того чтобы проанализировать работу преобразователя в статике (для возможности оценки влияния ЭДС) вместо двигателя была подключена реактивно-активная нагрузка с величиной индуктивности 0,38 мГн и активного сопротивления 0,7 Ом, что соответствует параметрам фазы ВИД в рассогласованном положении. Напряжение источника питания (U<sub>d</sub> = 27В) при проведении испытаний поддерживалось на постоянном уровне с частотой ШИМ равной 50 кГц и с ограничением тока на уровне 6 А. Характеристики фазного напряжения и тока при такой нагрузке были сняты с помощью цифрового осциллографа RIGOL DS5022M (рис.4).



Рис. 4. Осциллограммы фазного тока и напряжения при активно-реактивной нагрузке

Для проверки корректности исследований аналогичные характеристики были получены с помощью математической модели. Результаты подтвердили адекватность созданной модели (см. рис. 5).

Дальнейшие экспериментальные исследования на стенде показали работоспособность и высокую эффективность созданной системы управления, что подтвердило правильность теоретических разработок.



полученные при моделировании

На цифровом осциллографе типа RIGOL DS5022M получены графики фазного тока (рис. 6,a) и напряжения (рис.  $6,\delta$ ) с использованием полученного преобразователя при работе электродвигателя с регулированием напряжения



Рис. 6. Экспериментальные осциллограммы тока и напряжения фазы ВИД

На полученных осциллограммах показаны режимы К1, К2, и К3, которые приведены на рис. 7.



Рабочий период фазы составляет 22,5°, с возможностью ее включения в сторону опережения, отставания и без фазового сдвига. В данном случае включение фазы производится с опережением на угол 5° [10]. При этом ток в момент возрастания магнитной проводимости раньше успевает достигнуть необходимого значения для создания электромагнитного момента, чем в других случаях. В момент закрытия ключей (режим КЗ) через обратные диоды к обмотке прикладывается обратное напряжение, которое способствует более быстрому спаданию тока. В неактивный период работы фазы, когда к ней не подводится напряжение  $U_d$ , наведенная ЭДС имеет импульсный характер и после достижения максимума спадает, что говорие об изменении магнитного потока в фазе ВИД.

#### Выводы.

Микропроцессорная система управления расширяет функциональные возможности привода такие как. плавный пуск и безударный довод остряков. дает возможность использовать бесконтактные датчики нового поколения, защищает двигатель во время перевода и в нештатных ситуациях без использования фрикционного защитного устройства. Создание приводов на основе ВИД позволяет не только упростить механическую часть привода и систему контроля остряков, но и повышает его надёжность (при выходе из строя одной обмотки двигатель продолжает свою работу), быстродействие и КПД. Использование преобразователя дает возможность за счет регулирования скорости двигателя обеспечить управление процессом движения остряков и временем перевода стрелки, что значительно улучшает динамические характеристики привода.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

*I.* Фираго Б.И., Павлячик Л.Б. Теория электропривода: Учебное пособие. – Минск: Техноперспектива, 2007. – 585 с.

2. Богатырь Ю.И. Анализ существующих приводов стрелочного перевода // Зб. наук. праць. – Харків: УкрДАЗТ. – 2009. – №18. – С. 17-22.

3. Буряковский С.Г., Моисеенко В.И., Смирнов В.В. Перспективные системы управления железнодорожной автоматики // Електроінформ. – 2009. – Тематичний вип. – С. 205-206.

4. Голландцев Ю.А. Вентильные индукторно-реактивные двигатели. – Санкт-Петербург: Издательство центрального научно-исследовательского института «Электроприбор», 2003. – 147 с.

5. Официальный сайт компании «Microchip Technology Inc». – Режим доступа: http://www.microchip.com.

6. Официальный сайт компании «International Rectifier». – Режим доступа: http://www.irf.com.

7. Маслий Ар.С., Буряковский С.Г., Петрушин А.Д., Маслий Ан.С. Разработка электропривода стрелочного перевода с вентильно-индукторным электродвигателем и исследование на математической модели режимов его работы // Вісник НТУ «ХПІ». – 2013. – №36. – С. 198-201.

8. Тищенко А.А., Горкунов Б.М., Тюпа И.В. Принятие решений в задачах элетромагнитного неразрушающего контроля // Вісник НТУ «ХПІ». – 2012. – №3. – С. 130-135.

9. Горкунов Б.М., Себко В.П., Жулидов А.О. Алгоритм и функциональная схема автоматической установки для контроля механических параметров металлических изделий // Вісник НТУ «ХПІ». – 2004. – №4. – С. 103-110.

10. Гулый М.В. Вентильно-реактивный лектродвигатель для аппаратов искусственной вентиляции лёгких: дис. к.т.н.: 05.09.01 / Гулый М.В. – Одесса, 2010. – 169 с.

#### REFERENCES

1. Firago B.I., Pavlyachik L.B. *Teoriya elektroprivoda* [The electric drive theory]. Minsk, Tehnoperspektiva Publ., 2007. 585 p. (Rus).

2. Bogatyir Y.I. Analiz suschestvuyuschih privodov strelochnogo perevoda [The analysis of the existing track switch drives]. *Zbirnik naukovikh prats'. Kharkiv, UkrDAZT* [The collection of scientific works Kharkov, UkrDAZT], 2009, no.18, pp. 17-22. (Rus).

3. Buryakovskiy S.G., Moiseenko V.I., Smirnov V.V. Prospective automation control system of railway. *ElektroInform – Elektroinform*, 2009, thematic no., pp. 205-206. (Rus).

**4.** Gollandtsev Yu.A. *Ventilnyie induktorno-reaktivnyie dvigateli* [Valve inductor-jet engines]. St. Petersburg, Central Scientific Research Institute «Elektropribor» Publ., 2003. 147 p. (Rus).

**5.** Official website of company «Microchip Technology Inc». Available at: http://www.microchip.com.

6. Official website of company «International Rectifier». Available at: http://http://www.irf.com.

7. Masliy Ar.S., Buryakovskiy S.G., Petrushin A.D., Masliy An.S. Development the electric drive track switch with valve-inductor motor and research on the mathematical model of its operation modes. *Visnyk NTU «KhPI» – Bulletin of NTU «KhPI»*, 2013, no.36, pp. 198-201. (Rus).

**8.** Tyshchenko A.A., Gorkunov B.M., Tyupa I.V. Making decisions in the problems of electromagnetic non-destructive testing. *Visnyk NTU «KhPI» – Bulletin of NTU «KhPI»*, 2012, no.3, pp. 130-135. (Rus).

**9.** Gorkunov B.M., Sebko V.P., Zhulidov A.O. Algorithm and functional diagram of automatic installation for the control of mechanical properties of metal products. *Visnyk NTU «KhPI» – Bulletin of NTU «KhPI»*, 2004, no.4, pp. 103-110. (Rus).

10. Gulyiy M.V. Ventilno-reaktivnyiy lektrodvigatel dlya apparatov iskusstvennoy ventilyatsii lyogkih. Diss. kand. techn. nauk [Valve-jet motor for artificial lung ventilation devices. Cand. tech. sci. diss.]. Odessa, 2010. 169 p.

Поступила (received) 15.06.2016

Буряковский Сергей Геннадиевич<sup>1</sup>, к.т.н., проф., Горкунов Борис Митрофанович<sup>2</sup>, д.т.н., проф.., Тищенко Анна Анатольевна<sup>2</sup>, к.т.н., ст. преподаватель, Шахин Исам Хусейн<sup>2</sup>, к.т.н., доц., <sup>1</sup>Украинский государственный университет железнодорожного транспорта, 61050, Харьков, пл. Фейербаха, 7. <sup>2</sup> Национальный технический университет

«Харьковский политехнический институт»

61002, Харьков, ул. Кирпичева, 21,

тел/phone +38 057 7076934,

e-mail: gorkunov@kpi.kharkov.ua, anta3101@gmail.com

S.G. Buryakovskiy<sup>1</sup>, B.M. Gorkunov<sup>2</sup>, A.A. Tyshchenko<sup>2</sup>, Shahin Isam Huseyn<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Ukrainian State University of Railway Transport,

7, Feierbakh Square, Kharkiv, 61050, Ukraine.

<sup>1</sup>National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,

21, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

Development of control system of valve-inductor motor.

The main tasks of the development of electric point machine based on the valve-inductor motor are simplification of the kinematic line, and also the creation of controllable microprocessor electric drive, which will allow for the possibility of varying the time of change the points. In the article the system of control for the valve-inductor motor using the microcontroller is given. In developing this system one of the problems was the maximum simplification of the circuit design by reducing the number of components to a minimum by combining separate units. The principle of using an optical incremental sensor that allows receiving 360 impulses per revolution of the shaft, the sensors of current, temperature and mechanical tension on the motor shaft substantiated. The oscillograms of the phase current and voltage for active-reactive load in a variety of motor operating conditions are obtained. The graphs of phase current and voltage using a converter with the motor with a voltage regulation is shown. Similar characteristics have been obtained using a mathematical model for verify correctness research. The results confirmed the adequacy of the developed model. Creating a drive based on valve-inductor motor allows not only simplify the mechanical part of the drive and system of control, but also increases its reliability, speed and efficiency. It is concluded that the microprocessor control system extends the functional possibilities of drive, enables the use of new generation non-contact sensors and protects the motor during the change and in emergency situations without the use of frictional protective device. References 10, figures 7.

*Key words:* electric drive, valve-inductor motor, microcontroller, phase current, phase voltage.

#### УДК 621.313.333.2

И.Л. Васильев, М.Е. Павличенко

### ВЫБОР НАКОПИТЕЛЯ ЭНЕРГИИ ДЛЯ СИСТЕМ АЛЬТЕРНАТИВНОЙ ЭНЕРГЕТИКИ

Розглянуто різні види накопичувачів енергії, придатні для використання в автономних системах електропостачання з використанням альтернативних джерел енергії, зіставлені переваги і недоліки тих чи інших накопичувачів. Зробле но висновки про перспективні конструкціях. Бібл. 3.

Ключові слова: накопичувач енергії, кільцевої маховик, супермаховик, ККД, щільність енергії.

Рассмотрены различные виды накопителей энергии, пригодные для использования в автономных системах электроснабжения с использованием альтернативных источников энергии, сопоставлены преимущества и недостатки тех или иных накопителей. Сделаны выводы о перспективных конструкциях накопителей. Библ. 3. Ключевые слова: накопитель энергии, кольцевой маховик, супермаховик, КПД, плотность энергии.

Введение. Использование альтернативных источников энергии позволяет человечеству отказаться от сжигания нефти, газа, угля и прочих невозобновляемых источников энергии. С 2010 года стоимость солнечного киловатта ниже стоимости атомного киловатта. Стоимость строительства 1 кВт генерирующей мощности АЭС составляет в настоящее время \$3200, стоимость 1 кВт солнечных панелей – порядка \$500. Предполагается, что в будущем можно будет отказаться от централизованной выработки электроэнергии и перейти к распределенному электроснабжению.

Постановка задачи. Необходимо найти недорогой, надежный, емкий накопитель электрической энергии для использования в системах с альтернативными источниками энергии.

Опыт эксплуатации автономной системы солнечного энергоснабжения показывает, что самым слабым местом подобных систем является процесс накопления энергии. Саму генерацию электрической энергии от солнца можно считать вполне успешной. Панель мощностью 100 Вт расположена под углом 45 градусов на южной стороне строения на широте Екатеринбурга (широта 56.8519000). По измерениям на 16 июня 2016 года панель выработала 946 А\*ч за 666 часов при среднем напряжении 13,3 В, что соответствует 453 Вт\*ч за сутки при периоде наблюдения 28 дней. Если предположить, что панель стоит \$50 и проработает 30 лет с такой же интенсивностью, то себестоимость кВт\*ч на стороне постоянного напряжения будет составлять \$0,01, хотя корректнее оценивать не стоимость киловатта, а наличие услуги. Необходимо отметить, что солнечные панели генерируют постоянный ток, более удобный в использовании с электронными приборами и современными осветительными приборами, отпадает потребность разнообразных преобразователях из переменного тока напряжением 220 В в постоянное. На исследуемом строении находится так же вертикальный ветрогенератор, но он оказался малоэффективным в условиях гористой лесистой местности.

На объем вырабатываемой электроэнергии наиболее существенное влияние оказывает продолжительность светового дня и угол наклона панели по отношению к солнцу. Это вызывает сезонную неоднородность производительности панелей и сложность в выборе правильного сочетания мощности панелей и емкости аккумуляторов.

В 2015 году потребление электроэнергии в Украине составило 118 млрд. кВт\*ч, 30% из этого объема потребило население. Если предположить, что солнечная панель мощностью 100 Ватт сможет генерировать 150 кВт\*ч за год, то для полного покрытия потребности населения достаточно установить солнечные панели мощностью 520 Вт на каждого жителя, для чего потребуется 3,36 кв.м. При этом будут отсутствовать потери электроэнергии при доставке её от централизованных станций до конечного потребителя, не потребуется выделения значительных территорий под ЛЭП, можно обойтись без ступеней повышающей и понижающей трансформации электроэнергии.

На дальнейшее удорожание стоимости кВт\*ч наиболее существенное влияние оказывает стоимость накопителей энергии, занимая до 70% от общей стоимости автономной системы. Мировой рынок накопителей энергии, используемых для источников бесперебойного питания, поддержки энергосистем и использовании в средствах транспорта, составлял в 2011 году порядка 7 млрд. долл. Ожидается, что к 2021 году этот рынок будет составлять 77 млрд. долл при среднегодовом темпе роста 27 %. Мировые тенденции развития рынка накопителей электроэнергии показывают, что в ближайшем десятилетии этот рынок будет одним из наиболее быстрорастущих сегментов рынка энергетического оборудования.

На исследуемом объекте в работе находятся следующие виды химических накопителей: кислотные – тяговый, стартерный, гелевый; щелочные – никельжелезные и никель-кадмиевые аккумуляторы. В процессе эксплуатации выявилось, что ни один из них нельзя назвать идеальным устройством для накопления энергии. Рассмотрим их подробнее.

В настоящее время наиболее доступны следующие накопители: гидроемкость, сжатый воздух, химические аккумуляторы, ионисторы, маховики.

Все эти накопители обладают теми или иными преимуществами и недостатками, поэтому рассмотрим их свойства по отношению к накоплению энергии

для целей автономного электроснабжения от солнечных панелей.

Гидроемкость кажется простым решением проблемы, но плотность энергии составляет всего 0.3 Вт\*ч/кг при КПД = 0,64. Турбины, вырабатывающие энергию от таких систем, требуют большую скорость потока, то есть необходим значительный перепад высот, что не всегда оправдано экономически.

Системы аккумуляции на основе сжатого воздуха имеют низкую плотность хранимой энергии – 2000 Вт\*ч/м3 при КПД = 0,3-0,4. Такой способ хранения энергии применяется в некоторых отраслях техники из-за специфических условий работы и вряд ли применим для систем распределенного электроснабжения. Необходимо отметить, что накопление энергии воды и воздуха требует специфических преобразователей одного вида энергии в другой.

Ионисторы обладают большой емкостью, большими максимальными токами зарядки и разрядки, используют простое зарядное устройство, обладают большим количеством циклов заряд-разряд (более 100000 циклов). Высокое внутреннее сопротивление препятствует быстрому саморазряду. Срок службы достигает 40 тыс. часов. Широкому распространению таких накопителей препятствуют следующие недостатки – высокая цена, низкая плотность энергии – 4-6 Вт\*час/кг, сильная зависимость напряжения от степени заряда, что требует соответствующих преобразователей и систем управления.

Электрические аккумуляторы в настоящее время представлены кислотными, щелочными и литий-ионными конструкциями.

Кислотные аккумуляторы стартерного типа более пригодны для использования электроинструмента, имеющего большие пусковые токи и непродолжительный режим работы, тяговые аккумуляторы – для целей освещения и подобных нагрузок, где требуется нагрузка продолжительное время. Такие аккумуляторы в настоящее время очень распространены, они позволяют достичь плотности энергии 25-40 Вт\*ч/кг при КПД = 0,96-0,98. В некоторых источниках считается, что свинцово-кислотный аккумулятор имеет КПД = 0,8 при зарядке и столько же при разрядке. Рабочая температура от -40 °С до +40 °С. Необходимо отметить, что при низких температурах кислотные аккумуляторы плохо заряжаются, а при высоких плохо хранят разряд. Срок службы сильно зависит от условий эксплуатации и технического обслуживания и не превышает 20 лет.

Щелочные никель-железные и никель-кадмиевые аккумуляторы могут длительное время храниться в недозаряженном состоянии, что недопустимо для свинцово-кислотных. Они не выходят из строя при низких температурах, имеют большую перегрузочную способность, более надежны, чем свинцовокислотные и требуют меньшего обслуживания, не выделяют вредных паров и газов. Рабочая температура находится в диапазоне от –50 °C до +40 °C. Плотность энергии – 45-65 Вт\*ч/кг. Количество циклов заряда-разряда 100-900. Некоторые виды никелькадмиевых аккумуляторов обладают эффектом памяти, что делает их непригодными для использовании в буферном режиме и в системах альтернативной энергетики.

Наиболее высокими эксплуатационными качествами в настоящее время обладают литий-ионные аккумуляторы. Высокая плотность энергии – 110-243 Вт\*ч/кг, отсутствие эффекта памяти, быстрый заряд компенсируются высокой ценой, пожароопасностью, диапазоном рабочих температур –20 °С ... +60 °С. Число циклов до достижения 80 % емкости – 600. Требуют дорогостоящего зарядного устройства, не допускают полного разряда, нельзя заряжать при повышенной температуре.

Литий-полимерные аккумуляторы обладают более высокой плотностью энергии по сравнению с литий-ионными, обладают низким саморазрядом. Через 2 года теряют около 20 % емкости. Температурный диапазон –20 °С...+40 °С. Количество рабочих циклов 600-900.

Литий-феррум-полимерные обладают более лучшими характеристиками. Число рабочих циклов 2000-7000, плотность энергии 90-140 Вт\*ч/кг, срок хранения – до 15 лет, диапазон рабочих температур – 30 °С...+55 °С.

Все вышеперечисленные накопители или обладают низкой плотностью энергии, или дороги, или имеют низкий КПД и не могут считаться идеальным накопителем энергии в системах альтернативной энергетики. Наиболее близким к идеальному можно было бы считать накопители энергии на основе маховика.

В 1860 году российский изобретатель, инженерпоручик З.Шуберский опубликовал идею использования мощных маховиков на железнодорожном транспорте, новый вид транспорта назвали «маховозом». В 1918 году изобретатель-самоучка А.Г. Уфимцев получил патент на идею маховикового аккумулятора, в 1920-х годах предложил использовать инерционные аккумуляторы для приведения в движение трамваев в г.Курске, но проект не был воплощен в жизнь. Более 50 лет разработкой и популяризацией накопителей кинетической энергии занимается российский ученый и изобретатель Н.В. Гулиа, автор термина «супермаховик». Под «супермаховиком» понимается маховик, который за счет конструктивных особенностей позволяет накапливать большой объем кинетической энергии. В настоящее время известно несколько реализованных конструкций. Способность маховика накапливать энергию сильно зависит от его конструкции и материала. Стальной маховик обладает плотностью в 50 Вт\*ч/кг, маховик из углеродного стекла – 215-500 Вт\*ч/кг, маховик из кварцевого стекла – 900 Вт\*ч/кг, кольцевой маховик обладает высочайшей плотностью в диапазоне 1400-4170 Вт\*ч/кг. Все эти устройства обладают высоким КПД = 0,96-0,98, некритичны к температуре, обладают большим ресурсом эксплуатации. Одним из существенных преимуществ маховика перед химическими накопителями энергии является то, что параметры маховика не зависят от срока службы. Различные конструкции маховиков долгое время пытались приспособить для работы на транспорте, но из-за гироскопического эффекта эти попытки не увенчались успехом. Для применения в стационарных устройствах, какими являются автономные системы с питанием от альтернативных источников энергии, это недостаток не имеет значения.

Известны накопители энергии американской фирмы Веасоп Роwer. Эти тяжелые стационарные супермаховики предназначены для использования в промышленных сетях электроснабжения в целях стабилизации частоты. Расчетный срок службы – 20 лет, диапазон рабочих температур –40 °С ... +50 °С. Скорость вращения – 16000 оборотов в минуту. Изготовитель гарантирует способность устройства выдержать 175000 рабочих циклов.

Российская фирма Kinetic Power предлагает накопитель энергии для систем емкостью 10 кВт\*ч и 100 кВт\*ч. Достигнута плотность энергии 10 Вт\*ч/кг и 12 Вт\*ч/кг соответственно. Число оборотов – 5000, в конструкции использовано более 15 патентов РФ. Срок службы – 25 лет, количество циклов зарядразряд – неограниченно.

Эти накопители пригодны для промышленного применения, но непригодны для накопления энергии в небольших автономных системах, число которых постоянно увеличивается. Можно предположить, что для автономных систем наиболее востребованным будет следующая конфигурация накопителя: номинальное напряжение 12 В, емкость 0,3-0,5 кВт\*ч. При стационарном размещении масса устройства не имеет большого значения. Размер емкости накопителя обусловлен тем, что наиболее распространенная 100 Вт панель за световой день может сгенерировать до 0,5 кВт\*ч. Работая вместе с химическими аккумуляторами энергии, маховичный накопитель может значительно увеличить ресурс работы аккумулятора. При работе автономной системы электроснабжения в зимний период часто приходиться прибегать к заряду аккумуляторов с помощью топливных генераторов. При этом мощность генератора используется не более чем, на 20 %, что явно недостаточно. Применение маховичных накопителей, способных быстро принять относительно большую энергию за короткий промежуток времени независимо от окружающей температуры, позволяет решить и эту проблему.

Ограничения на емкость супермаховика накладываются прочностью материала колеса, которое испытывает значительные механические нагрузки. В истории техники существуют способы, как можно обойти это ограничение. Это можно сделать или магнитным полем или предварительным напряжением. Но даже при существующих материалах и применении магнитного подвеса можно получить недорогой, надежный, высокоэффективный накопитель, который бы мог или полностью заменить электрические аккумуляторы, или работать совместно с ними, продлевая срок службы аккумуляторов и повышая надежность системы. Можно предположить, что при равной цене хранения энергии накопители на основе маховика будут обладать большей привлекательность, чем электрические аккумуляторы.

Возможно изготовление кольцевого маховика с магнитным подвесом по принципу поезда с магнит-

ной левитацией. Образно говоря, если свернуть в кольцо путь для поезда с магнитной левитацией, то получится прекрасный накопитель энергии. Он может работать в буферном режиме совместно с электрическими аккумуляторами, увеличивая при этом ресурс аккумуляторов. Предполагается, что при массовом производстве стоимость кольцевого накопителя будет сопоставима со стоимостью обычного электрического двигателя.

#### Выводы.

1. Применение кольцевых маховиков для накопления электрической энергии в системах с использованием альтернативных источников энергии позволит изменить структуру мировой энергетики и перейти к распределенному электроснабжению.

2. Наиболее востребованным на сегодня является накопитель на основе маховика с номинальным напряжение 12 В и емкостью 0,3-0,5 кВт\*ч.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

*1.* Н.Гулиа, Супермаховики – из суперкарбона!, ИР 12(672) за 2005 г

**2.** «Аккумуляторы энергии в тяговом электроснабжении», International Railway Journal, 2001, N 4, p. 42 – 43.

3. Гулиа Н. В. Накопители энергии. — М.: Наука, 1980.

#### REFERENCES

*I.* N.Gulia, Super-flywheel – from super-carbon!, ИР 12(672) за 2005 г/ (Rus).

2. «Energy batteries in traction power», International Railway Journal, 2001, N 4, p. 42 – 43.

3. N.Gulia, Energy Storage/ M.: The science, 1980 (Rus).

Поступила (received) 07.07.2016

Васильев Игорь Львович<sup>1</sup>, к.т.н., доц.,

Павличенко Михаил Евгеньевич<sup>1</sup>, ст. преподаватель,

<sup>1</sup>Уральский государственный университет

путей сообщения,

620034, Россия, Екатеринбург, ул. Колмогорова, 66, тел/phone: +7-(343) 221-24-44, +7-(922)-22-22-582, e-mail: 2120@k66.ru

I.L. Vasilev<sup>1</sup>, M.E. Pavlichenko<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Ural State University of Railway Transport,

66, Kolmogorov Str., Ekaterinburg, 620034, Russia.

Select drive systems for energy alternative energy.

**Purpose.** We need to find an inexpensive, reliable, capacious storage of electrical energy for use in alternative energy systems. **Methodology.** Search for the desired energy storage to existing, taking into account the specific requirements in view of the Events exploitation autonomous power supply system using solar panels. **Results.** The most promising energy storage systems for autonomous power supply can be considered on the basis of the drive flywheel. **Originality.** The use of circular flywheels to store electrical energy in systems using alternative sources of energy will change the structure of world energy and move to a distributed power supply. **Practical value.** The most popular today is the drive on the basis of a flywheel with a nominal on voltages of 12 V and a capacity of 0.3-0.5 kWh. References 3.

*Key words:* energy storage, flywheel ring, efficiency, energy density.

Г.Г. Жемеров, Е.И. Сокол, Д.В. Тугай

### РАЗВИТИЕ СОВРЕМЕННЫХ ТЕОРИЙ МОЩНОСТИ ТРЕХФАЗНЫХ ЧЕТЫРЕХ-ПРОВОДНЫХ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ С НЕЛИНЕЙНОЙ НАГРУЗКОЙ

Мета. Метою статті є узагальнення результатів досліджень, виконаних колективом авторів, що присвячені оцінці енергоефективності трифазних систем електропостачання відповідно до положень сучасних теорій активної і реактивної миттєвих потужностей. Методика. Для проведення досліджень використовувалися положення p-q-r теорії потужності, теорія електричних кіл, математичне моделювання в пакеті Matlab. Результати. Встановлено зв'язок між системами складових потужності втрат, доведено можливість взаємного переходу між цими системами за допомогою математичного апарату p-q-r теорії потужності. Наукова новизна. Розроблено метод оцінки енергетичної ефективності трифазних систем електропостачання, заснований на розкладанні сумарної потужності втрат на окремі енергетичні компоненти. Практичне значення. Використання положень запропонованого методу дозволить створити вимірювальний прилад для визначення поточного значення складових потужності сумарних втрат в трифазних системах, що оперує вимірювальною інформацією про миттєві значення струмів і напруг. Бібл. 14, рис. 3. Ключові слова: система електропостачання, р-q-r теорія потужності, мінімально можливі втрати, потужність сумарних втрат, реактивна потужність, Matlab-модель трифазної системи електропостачання.

Цель. Целью статьи является обобщение результатов исследований, выполненных коллективом авторов, посвященных оценке энергоэффективности трехфазных систем электроснабжения в соответствии с положениями современных теорий активной и реактивной мгновенных мощностей. Методика. Для проведения исследований использовались положения p-q-r теории мощности, теория электрических цепей, математическое моделирование в пакете Matlab. Результаты. Установлена связь между системами составляющих мощности потерь, доказана возможность взаимного перехода между этими системами посредством математического аппарата p-q-r теории мощности. Научная новизна. Разработан метод оценки энергетической эффективности трехфазных систем электроснабжения, основанный на разложении суммарной мощности потерь на отдельные энергетические компоненты. Практическое значение. Использование положений предложенного метода позволит создать измерительный прибор для определения текущего значения составляющих мощности суммарных потерь в трехфазных системах, оперирующий измерительной информацией о мгновенных значениях токов и напряжений. Библ. 14, рис. 3.

Ключевые слова: система электроснабжения, p-q-r теория мощности, минимально возможные потери, мощность суммарных потерь, peaктивная мощность, Matlab-модель трехфазной системы электроснабжения.

Введение. Современные теории мгновенных активных и реактивных мощностей, появление которых связано с работами Н. Akagi, Y. Kanazava, A. Nubae 1983-1984 годов [1, 2], изменили идеологию создания способов управления силовыми полупроводниковыми преобразователями для систем электроснабжения (СЭ) и электропривода. Существующее разнообразие современных теорий мощности объединяет использование информации о мгновенных значениях токов и напряжений трехфазной СЭ для получения соответствующих обобщенных векторов в одной из пространственных декартовых систем координат [3-8]. Оперирование пространственными векторами позволяет в реальном времени выделять составляющие мгновенной активной и реактивной мощностей и синтезировать быстродействующие алгоритмы управления преобразовательными системами с близким к единице коэффициентом мощности [3-8]. Развитие современных теорий мощности повлияло на возникновение нового класса преобразовательных устройств, - силовых активных фильтров (САФ), - динамических полупроводниковых компенсаторов, обеспечивающих необходимый уровень электромагнитной совместимости нелинейной нагрузки с питающей сетью. Кроме того применение САФ открыло новые возможности повышения энергетической эффективности систем электроснабжения [4, 5, 8, 9].

Несмотря на очевидную связь энергоэффективности СЭ с положениями современных теорий мощности, пока нет законченной теории, однозначно обусловливающей такую взаимосвязь. Авторами настоящей статьи на протяжении нескольких последних лет ведется работа по исследованию вопроса повышения энергетической эффективности трехфазных СЭ. Предложенная публикация подытоживает отдельные этапы проделанной работы.

Целью статьи является развитее положений современных теорий активной и реактивной мощности для описания системы составляющих суммарной мощности потерь, учитывающих физический смысл электромагнитных процессов в трехфазных четырехпроводных системах электроснабжения с нелинейной нагрузкой.

Причины возникновения потерь в СЭ. Сложная разветвленная трехфазная схема СЭ может быть заменена простой эквивалентной схемой представленной на рис. 1. Схема состоит из трех отдельных элементов: трехфазного источника (*Source*), нагрузки (*Load*) и соединительной питающей линии (*Line*) с сопротивлением линейного провода  $R_s$  и сопротивлением нулевого провода  $R_n$ . Для упрощения анализа индуктивность линии вынесена в нагрузку, что в общем случае является допустимым условием.

Сочетание режимов работы и параметров элементов эквивалентной схемы определяет общее количество вариантов возникновения мощности потерь в трехфазной СЭ (N). На рис. 2 представлена условная схема определения N. Принимая параметры питающей трехфазной линии неизменными можно выделить отдельные признаки, обусловливающие причины возникновения потерь электроэнергии, причем, ряд признаков будет общим для трехфазного источника и нагрузки, а ряд признаков будет отличаться (см. рис. 2).



Первичный признак Ns1 $NL_1$ Симметрия Вторичный признак NL2 Ns2 Синусоидальность Линейность Третичный признак NI.3 Характер линейной нагрузки Трехфазный Нагрузка источник  $N_{\rm s}$ NL Варианты возникновения потерь (N) NESS Режимы работы СЭ Проводимость нейтрали NESS1 0 **≠0** 00 Направление потока энергии NESS2  $S \rightarrow L$  $S \leftarrow L$  $S \rightleftharpoons L$ 

Рис. 1. Эквивалентная схема трехфазной СЭ с САФ

Рис. 2. Условная схема определения количества вариантов возникновения мощности потерь в СЭ

Общим первичным признаком является «симметрия». Вторичным признаком для источника служит «синусоидальность», а для нагрузки, как эквивалент, «линейность». Первичный и вторичный признаки содержат по паре противоположных вариантов, соответствующих выполнению или не выполнению содержащегося в признаке условия ( $N_{s1}$ ,  $N_{s2}$  – для трехфазного источника;  $N_{L1}$ ,  $N_{L2}$  – для нагрузки). Третичный признак определяется характером линейной нагрузки и учитывается при выполнении условия «линейность». Число режимов работы СЭ схемы по рис. 2 определяется тремя возможными вариантами проводимости нулевого провода ( $N_{ESS1}$ ) и тремя вариантами направленности потока энергии ( $N_{ESS2}$ ) (однонаправленный прямой – из источника в нагрузку; однонаправленный обратный – из нагрузки в источник; двунаправленный).

Общее количество вариантов возникновения потерь в трехфазной СЭ согласно рис. 2

$$N = N_{S} \cdot N_{L} \cdot N_{ESS} = N_{S1} \cdot N_{S2} \cdot N_{L1} \cdot N_{L2} \cdot (N_{L3} - N_{L2} + 1) \cdot N_{ESS1} \cdot N_{ESS2} = (1)$$
  
= 2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 1) \cdot 3 \cdot 3 = 288.

В девяти из 288 вариантов система электроснабжения будет работать с наименьшими возможными потерями энергии, однозначно определяемыми отношением мощности трехфазного резистивного короткого замыкания,  $P_{SC}$ , к средней полезной мощности нагрузки,  $P_{usf}$  [11]. Указанные варианты возникают при одновременном соблюдении условий первичного и вторичного признаков, как для трехфазного источника, так и для нагрузки. Нагрузка при этом должна быть резистивной.

Максимально возможный КПД при однонаправленном энергетическом потоке из источника в загрузку [12]:

$$\eta_{\max \to} = \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{k_{sc}}},$$
 (2)

где

$$k_{sc} = \frac{P_{sc}}{P_{usf}} \,. \tag{3}$$

Максимально возможный КПД при однонаправленном энергетическом потоке из нагрузки в источник:

$$\eta_{\max \leftarrow} = \frac{1}{1 + \frac{1}{k_{sc}}} \,. \tag{4}$$

Максимально возможный КПД при двунаправленном потоке

$$\eta_{\max\leftrightarrow} = \frac{\Delta P_{\min\leftarrow^*}}{\Delta P_{\min\rightarrow^*}} = \frac{1}{k_{sc}} \cdot \frac{\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{k_{sc}}}}{\frac{1}{2} - \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{k_{sc}}}}, \quad (5)$$

где

$$\Delta P_{\min \to *} = \frac{\Delta P_{\min \to}}{P_{usf}} = \frac{\frac{1}{2} - \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{k_{sc}}}}{\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{k_{sc}}}} - (6)$$

относительная, выраженная в долях средней полезной мощности нагрузки, минимально возможная мощность потерь в однонаправленном энергетическом потоке из источника в нагрузку;

$$\Delta P_{\min \leftarrow *} = \frac{\Delta P_{\min \leftarrow}}{P_{usf}} = \frac{1}{k_{sc}} -$$
(7)

относительная, выраженная в долях средней полезной мощности нагрузки, минимально возможная мощ-

ность потерь в однонаправленном энергетическом потоке из нагрузки в источник.

В остальных 279 вариантах помимо минимально возможных потерь появляются дополнительные потери, мощность которых определяется характером электромагнитных процессов. Современные теории мгновенных активной и реактивной мощностей позволяют выделить базовые индикаторы причин возникновения дополнительных потерь в трехфазной СЭ. Прежде всего, это пульсации графика мгновенной активной мощности [13]. Мгновенная активная мощность определяется как произведение обобщенных пространственных векторов напряжения и тока в произвольной декартовой системе координат x, y, z

где

$$\vec{u}_S = \begin{bmatrix} \vec{i} \, u_{sx} & \vec{j} \, u_{sy} & \vec{k} \, u_{sz} \end{bmatrix}^T \ \_ \tag{9}$$

пространственный вектор сетевого напряжения в системе координат  $x, y, z, \vec{i}, \vec{j}, \vec{k}$  – орты направления по осям x, y, z системы координат;

 $p_S = \left| \vec{u}_S \right| \cdot \left| \vec{i} \right| \cdot \cos \varphi$ 

$$\vec{i} = \begin{bmatrix} \vec{i} \, i_x & \vec{j} \, i_y & \vec{k} \, i_z \end{bmatrix}^T \tag{10}$$

пространственный вектор тока в произвольной системе координат x, y, z. Отметим, что под «произвольной» понимается любая из возможных пространственных декартовых систем координат, принимаемых в соответствующей современной теории мощности.

Присутствие в СЭ расчетной мгновенной реактивной мощности также является признаком возникновения дополнительных потерь в СЭ [14]. Мгновенная реактивная мощность определяется как модуль вектора мгновенной реактивной мощности, и вычисляется как векторное произведение обобщенных пространственных векторов напряжения и тока:

$$\vec{q}_{S} = \vec{u}_{S} \times \vec{i}_{S} = \begin{bmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ u_{sx} & u_{sy} & u_{sz} \\ i_{x} & i_{y} & i_{z} \end{bmatrix}.$$
 (11)

В случае четырехпроводной СЭ, при нарушении условий первичного и вторичного признаков, возникает четвертая составляющая суммарной мощности потерь, обусловленная протеканием тока в нулевом проводе.

Решение задач последующих исследований было разбито на три этапа. Далее отдельно рассматриваются результаты каждого из них.

Первый этап исследования. Получение и проверка приближенного соотношения для определения суммарной мощности потерь через отдельные составляющие. В соответствии с причинами возникновения мощности потерь в трехфазных четырехпроводных СЭ суммарная мощность потерь может быть представлена суммой четырех составляющих [15]:

$$\Delta P_{\Sigma^*} = \frac{\Delta P_{\Sigma}}{P_{usf}} =$$

$$= \Delta P_{\min^*} + \Delta P_{puls^*} + \Delta P_{Q^*} + \Delta P_{n^*} \begin{vmatrix} , & (12) \\ P_{usf} = const \end{vmatrix}$$

где  $\Delta P_{\min}$  – относительная минимально возможная мощность потерь;  $\Delta P_{\Sigma^*}$  – относительная, выраженная в долях средней полезной мощности нагрузки  $P_{usy}$ , суммарная мощность потерь;  $\Delta P_{puls^*}$  – относительная мощность потерь, обусловленная пульсациями мгновенной активной мощности;  $\Delta P_{Q^*}$  – относительная мощность потерь, обусловленная мгновенной реактивной мощностью;  $\Delta P_{n^*}$  – относительная мощность потерь, обусловленная мгновенной реактивной мощностью;  $\Delta P_{n^*}$  – относительная мощность потерь, обусловленная мгновенной реактивной мощностью;  $\Delta P_{n^*}$  – относительная мощность потерь, обусловленная протеканием тока в нулевом проводе.

Отметим, что соотношение (12) справедливо при неизменном значении средней полезной мощности нагрузки  $P_{usf}$  = const.

В [11] обоснованы 7 допущений, позволяющие выразить составляющие мощности потерь через известные интегральные величины:

$$\Delta P_{\Sigma^*} = \Delta P_{\min^*} \times \\ \times \left( 1 + Q_{RMS^*}^2 + P_{pulsRMS^*}^2 \right) + \Delta P_{n^*} \Big|_{P_{usf}} = const$$
(13)

где

(8)

$$Q_{RMS*} = \frac{Q_{RMS}}{P_{usf}} = \frac{1}{P_{usf}} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t}^{t+T} \left| \vec{q} \right|^2} dt \quad - \tag{14}$$

относительная среднеквадратическая в периоде повторяемости реактивная мощность;

$$P_{pulsRMS*} = \frac{P_{pulsRMS}}{P_{usf}} = \frac{1}{P_{usf}} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t}^{t+T} p_{\sim}^2 dt} - (15)$$

относительное среднеквадратическое значение переменной составляющей мгновенной активной мощности;

$$\Delta P_{n*} = \frac{\Delta P_n}{P_{usf}} = \frac{R_n}{P_{usf} \cdot T} \int_t^{t+T} i_n^2 dt \quad - \tag{16}$$

среднее за период повторяемости относительное значение мощности потерь в нулевом проводе.

Относительная минимально возможная мощность потерь  $\Delta P_{\min}$  определяется по (2) – (5) в зависимости от направления потока энергии в СЭ.

Расчетная формула (12) является приближенной и при некоторых сочетаниях параметров трехфазного источника и нагрузки может давать значительную погрешность, поэтому в [16] было предложено уточненное соотношение:

$$\Delta P_{\Sigma^*} = \frac{\Delta P_{\Sigma}}{P_{usf}} = \Delta P_{\min^*} + \Delta P_{puls^*} + + \Delta P_{q^*} + \Delta P_{n^*} + \Delta P_{mut^*} \bigg|_{P_{usf}} = \text{const}$$
(17)

ISSN 2074-272X. Електротехніка і Електромеханіка. 2016. №4(1)

где  $\Delta P_{mut^*}$  — относительная мощность потерь, обусловленная взаимным влиянием электромагнитных процессов в фазных проводах и нулевом проводе.

Для проверки полученных теоретических соотношений была разработана Matlab-модель трехфазной СЭ с САФ, представленная на рис. 3. Модель полностью соответствует эквивалентной схеме трехфазной СЭ по рис.1 и состоит из пяти подсистем: 1 – силовой схемы, 2 – датчиков напряжений и токов, 3 – подсистемы обработки измерительной информации, 4 – подсистемы управления и контроля состояния СЭ, 5 – виртуальных измерительных приборов. Matlabмодель позволяет исследовать работу трехфазной эквивалентной схемы СЭ в любом из 288 возможных вариантов.



Рис. 3. Matlab-модель эквивалентной схемы трехфазной СЭ

#### Результаты первого этапа исследования:

1. Получена расчетная формула для определения четырех составляющих мощности потерь, обусловливающих физический смысл электромагнитных процессов в СЭ.

2. Результаты проверки формулы на созданной Matlab-модели показали ее высокую точность ( $\delta_{\max} = 0.5\%$ ) для трехфазных трехпроводных СЭ с симметричным источником синусоидальных напряжений.

3. Относительная погрешность расчета по приближенной формуле в некоторых режимах работы трехфазной четырехпроводной СЭ, например, при нелинейной асимметричной нагрузке, может составлять 7-9 %.

4. Предложено использовать уточненное соотношение, с дополнительной пятой составляющей, учитывающей взаимное влияние электромагнитных процессах в линейных проводах и нулевом проводе.

5. Получены соотношения для расчета пятой составляющей суммарной мощности потерь.

6. Сформулирована «теорема о минимуме потерь»: «В симметричной трехфазной СЭ с резистивной нагрузкой минимальные потери энергии, т.е. максимально возможный КПД,  $\eta_{max}$ , однозначно определяются отношением мощности к.з. на зажимах нагрузки к полезной мощности, равной среднему значению мощности нагрузки, вычисленному в периоде повторяемости», а также дано определение периода повторяемости кривых токов, напряжений, мгновенной активной и реактивной мощностей СЭ, как наименьшего отрезка времени, в котором укладывается целое число периодов повторяемости указанных величин.

7. С использованием ряда допущений, их обоснования и экспериментальной проверки сформулированы возможные определения термина «реактивная мощность» [11]:

Мгновенная реактивная мощность равна модулю вектора мгновенной реактивной мощности. Среднее и среднеквадратическое значения реактивной мощности вычисляются путем интегрирования в периоде повторяемости кривой мгновенной реактивной мощности.

В трехфазной СЭ одновременно протекают два практически независимых процесса обмена энергией. **Первый процесс** – это обмен энергией между источником и нагрузкой. Скорость первого обмена численно равна **мгновенной или средней за период повторяемости активной мощности**. Знаком активной мощности определяется направление потока энергии. **Второй процесс** – это обмен энергией между фазами нагрузки, скорость которого равна **мгновенной реактивной мощности**. Второй обмен фактически не влияет на обмен энергией между источником и нагрузкой, однако порождает дополнительные потери энергии в линии, пропорциональные, квадрату среднеквадратического значения реактивной мощности.

Реактивная мощность – это расчетная величина, определяющая скорость обмена энергией между фазами нагрузки трехфазной СЭ, отношение квадрата среднеквадратического значения которой к квадрату полезной мощности, умноженное на величину минимально возможной мощности потерь, равно одной из составляющих мощности потерь в СЭ.

Второй этап исследования. Установление связи между предложенными составляющими и составляющими мощности потерь в pqr координатах и получение точного расчетного соотношения. Результаты первого этапа основываются на положениях современных теорий мгновенной активной и реактивной мощности, поэтому логичным направлением продолжения исследования является представление предложенных составляющих мощности потерь через одну из таких теорий. В качестве теории для представления составляющих суммарной мощности потерь была выбрана p-q-г теория. Относительная мощность суммарных потерь в p, q, г координатах может быть представлена суммой составляющих мощности потерь по каждой из осей координатной системы:

где

$$\Delta P_{p*} = \frac{U_{p0}^2}{T \cdot k_{sc} \cdot P_{usf}^2} \int_{t}^{t+T} i_p^2 \cdot (1+k_p) dt - (19)$$

 $\Delta P_{\Sigma^*} = \frac{P_{\Sigma}}{P_{usf}} = \Delta P_{p^*} + \Delta P_{q^*} + \Delta P_{r^*} \Big|_{P_{usf}} = const , \quad (18)$ 

относительная мощность потерь по ось *p*;

$$\Delta P_{q*} = \frac{U_{p0}^2}{T \cdot k_{sc} \cdot P_{usf}^2} \int_{t}^{t+T} f_r^2 \cdot (1+k_q) dt -$$
(20)

относительная мощность потерь по оси q;

$$\Delta P_{r*} = \frac{U_{p0}^2}{T \cdot k_{sc} \cdot P_{usf}^2} \int_t^{t+T} \left( i_q^2 + i_p \cdot i_r \cdot k_{pq} \right) dt - (21)$$

относительная мощность потерь по оси r;

$$k_p = \frac{3 \cdot k_n \cdot u_0^2}{u_{\alpha\beta0}^2}; \qquad (22)$$

$$k_q = \frac{3 \cdot k_n \cdot u_{\alpha\beta}^2}{u_{\alpha\beta0}^2}; \qquad (23)$$

$$k_{pq} = \frac{6 \cdot k_n \cdot u_0 \cdot u_{\alpha\beta}}{u_{\alpha\beta0}^2}; \qquad (24)$$

$$u_{\alpha\beta} = \sqrt{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2} ; \qquad (25)$$

$$u_{\alpha\beta0} = \sqrt{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2 + u_0^2} = \sqrt{u_{sa}^2 + u_{sb}^2 + u_{sc}^2} ; \quad (26)$$

значения проекций обобщенного вектора напряжений на соответствующие оси в системе *а*,*β*,0 определяем при помощи прямого преобразования Кларк

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \\ u_{0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{Sa} \\ u_{Sb} \\ u_{Sc} \end{bmatrix}; \quad (27)$$
$$U_{p0} = \sqrt{\frac{1}{T}} \cdot \int_{t}^{t+T} \left( u_{\alpha\beta0}^{2} - \sigma_{0} \cdot u_{0}^{2} \right) dt - \quad (28)$$

действующее значение модуля обобщенного вектора напряжения после частичного ослабления составляющей нулевой последовательности;

$$\sigma_0 = \frac{3 \cdot R_n}{R_s + 3 \cdot R_n} - \tag{29}$$

коэффициент оптимального ослабления составляющей нулевой последовательности, полученный в [10];

$$k_{sc} = \frac{U_{p0}^2}{R_s \cdot P_{usf}}; \qquad (30)$$

$$k_n = \frac{R_n}{R_s} = \frac{\sigma_0}{3 - 3 \cdot \sigma_0} \,. \tag{31}$$

Коэффициент  $k_n$  учитывается только при наличии нулевого провода, в остальных случаях он равен нулю.

Составляющие мощности потерь, рассматриваемые на первом этапе исследования, могут быть выражены через соответствующие составляющие по осям координатной системы p,q,r:

$$\Delta P_{Q^*} = \left(1 + \Delta P_{\min^*}\right)^2 \cdot \left(\Delta P_{r^*} - \Delta P_{pq^*} + \frac{\Delta P_{q^*}}{1 + K_q}\right), \quad (32)$$

$$\Delta P_{puls*} = (1 + \Delta P_{\min}*)^2 \cdot \frac{\Delta P_{p*}}{1 + K_p} - , \qquad (33)$$
$$- \Delta P_{\min}*(1 + \Delta P_{p*} + \Delta P_{q*} + \Delta P_{r*})^2$$

$$\Delta P_{n^*} = \frac{K_q}{1+K_q} \cdot \Delta P_{q^*} + \frac{K_p}{1+K_p} \cdot \Delta P_{p^*} + \Delta P_{pq^*}, \quad (34)$$

$$\Delta P_{mut} * = \Delta P_n * \cdot \left( \Delta P_{\min}^2 + 2 \cdot \Delta P_{\min} * \right), \tag{35}$$

$$\Delta P_{pq*} = \frac{U_{p0}^2}{T \cdot k_{sc} \cdot P_{usf}^2} \int_t^{t_1} i_p \cdot i_r \cdot k_{pq} dt , \qquad (36)$$

где  $K_p$ ,  $K_q$  – средние, вычисленные в периоде повторяемости, значения коэффициентов (22), (23).

Суммарная мощность потерь с высокой степенью точности может быть рассчитана по соотношению (17) или по точному соотношению [17]:

$$\frac{\Delta P_{\Sigma^*} = \frac{1 + \Delta P_{\min^*}^2 - \sqrt{\left(1 - \Delta P_{\min^*}^2\right)^2 - 4 \cdot \Delta P_{\min^*} \times 2 \cdot \Delta P_{\min^*}}}{2 \cdot \Delta P_{\min^*}}}{\frac{\left(\Delta P_{puls^*} + \Delta P_{q^*} + \Delta P_{n^*} \cdot \left(1 + \Delta P_{\min^*}\right)^2\right)}{2 \cdot \Delta P_{\min^*}}} \Big|_{P_{usf} = const} \quad (37)$$

Составляющие мощности потерь по осям координат p,q,r могут быть выражены через принятую систему энергетических составляющих

$$\Delta P_{p^*} = \Delta P_* \cdot \left( 1 + K_p \right), \tag{38}$$

$$\Delta P_{q^*} = \left(\Delta P_{n^*} - \Delta P_{pq^*} - \Delta P_* \cdot K_P\right) \cdot \left(\frac{1}{K_q} + 1\right), \quad (39)$$

$$\Delta P_{r*} = \frac{\Delta P_{Q*}}{\left(1 + \Delta P_{\min*}\right)^2} + \Delta P_{pq*} + \Delta P_{mut*} - -\left(\Delta P_{n*} - \Delta P_{pq*} - \Delta P_* \cdot K_P\right) \cdot \frac{1}{K_q}$$

$$(40)$$

где

$$\Delta P_* = \frac{\Delta P_{p^*}}{\left(1 + K_p\right)} = \frac{\Delta P_{puls^*} + \Delta P_{\min^*} \left(1 + \Delta P_{\Sigma^*}\right)^2}{\left(1 + \Delta P_{\min^*}\right)^2} .$$
(38)

Относительная мощность минимально возможных потерь:

$$\Delta P_{\min*} = \frac{P_{pqr*} - 2 \cdot \Delta P_{\Sigma^*} - \sqrt{P_{pqr*}^2 - 4 \cdot \Delta P_{\Sigma^*} \cdot P_{pqr^*}}}{2 \cdot \Delta P_{\Sigma^*}}.(41)$$

Относительная суммарная мощность потерь определяется согласно схеме по рис. 1 проекциями на ось p обобщенных пространственных векторов токов и напряжений [17]:

$$\Delta P_{\Sigma^*} = \frac{1}{T} \int_{t}^{t+T} ((i_{pL} + i_{pc}) \cdot u_{ps} - i_{pL} \cdot u_{pL}) dt, \qquad (42)$$

где  $i_{pL}$ ,  $i_{pc}$  – соответственно проекции на ось p pqr системы координат обобщенных пространственных векторов тока нагрузки и тока компенсатора;  $u_{ps}$ ,  $u_{pL}$  – соответственно проекции на ось p pqr системы координат обобщенных пространственных векторов

ISSN 2074-272X. Електротехніка і Електромеханіка. 2016. №4(1)

напряжения на клеммах подключения источника и напряжения на клеммах подключения нагрузки.

 $\Delta P_{pqr^*} = \Delta P_{\Sigma^*} / k_{sc}$  и рассчитывается по формуле (18) при подстановке в (19) – (21)  $k_{sc} = 1$ .

#### Результаты второго этапа исследования:

1. Получена расчетная формула для определения суммарной мощности потерь в рог координатах (18).

2. Получена точная расчетная формула для определения суммарной мощности потерь через ее составляющие (37).

3. Уточнена приближенная формула, полученная на первом этапе исследования. Погрешность расчета по приближенной формуле (17) после уточнения не превышает 3 %.

4. Доказана возможность перехода, из одной системы составляющих мощности потерь в другую систему составляющих.

Третий этап исследования. Распространение результатов на существующие методы расчета составляющих мощности потерь. Использование координатных преобразований p-q-г теории мощности позволило производить переход из одной системы составляющих мощности потерь в другую систему. В соответствии с этим возник вопрос о возможности подобного перехода в любую другую систему составляющих мощности потерь.

Метод симметричных составляющих, используемый для анализа несимметричных режимов работы трехфазных СЭ, позволяет выделить три составляющие мощности потерь для каждой последовательности [18]:

$$\Delta P_{\Sigma^*} = \Delta P_{1^*} \cdot \left( 1 + k_{2I}^2 + k_{0I}^2 \cdot (1 + 3 \cdot k_n) \right), \tag{43}$$

где

$$k_{2I} = \frac{I_2}{I_1} -$$
(44)

модуль коэффициента несимметрии по обратной последовательности;

$$k_{0I} = \frac{I_0}{I_1} -$$
(45)

модуль коэффициента несимметрии по нулевой последовательности;

$$\Delta P_{1*} = \frac{\Delta P_{1}}{P_{usf}} = \Delta P_{1a*} + \Delta P_{1p} = \frac{3I_{1a}^{2}}{P_{usf}} \cdot \left(1 + tg^{2}\varphi_{1cp}\right) - (46)$$

относительная мощность потерь прямой последовательности;  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_0$  – действующие значения токов соответственно прямой, обратной и нулевой последовательности;  $\Delta P_{1a^*}$ ,  $\Delta P_{1p^*}$  – ортогональные составляющие мощности потерь прямой последовательности;  $tg\varphi_{1cp}$  – коэффициент реактивной мощности.

Анализ соотношений (18) и (43) позволяет выразить коэффициенты последнего через составляющие мощности потерь в p,q,r координатах:

$$\Delta P_{l^*} = \sqrt{\Delta P_{\min^*} \cdot \Delta P_{p^*}} , \qquad (47)$$

$$k_{2I^*} = \sqrt{\frac{\Delta P_{p^*} + \Delta P_{p^*}}{\sqrt{\Delta P_{\min^*} \cdot \Delta P_{p^*}}} - 1} , \qquad (48)$$

$$k_{0I^*} = \sqrt{\frac{\Delta P_{q^*}}{\sqrt{\Delta P_{\min^*} \cdot \Delta P_{p^*}} \cdot (1 + 3k_n)}} .$$
(49)

#### Результаты третьего этапа исследования.

1. Установлена связь между коэффициентами несимметрии по обратной и по нулевой последовательности и составляющими суммарной мощности потерь, выраженными в pqr координатах.

2. Показано, что представление составляющих мощности потерь в pqr координатах дает возможность перехода к любой другой системе составляющей мощности потерь.

#### Выводы.

1. При помощи преобразований пространственных координат p-q-г теории мгновенных активной и реактивной мощности получена точная формула, связывающая 4 составляющие мощности потерь, физически обусловленные электромагнитными процессами в трехфазной четырехпроводной СЭ:

• минимально возможная мощность потерь при постоянной скорости передачи энергии;

• мощность потерь, обусловленная наличием энергообмена между фазами нагрузки трехфазной СЭ;

• мощность потерь, обусловленная изменением средней скорости передачи энергии;

• мощность потерь, обусловленная протеканием тока в нулевом проводе.

2. На основании исследования трех систем составляющих мощности потерь, показана возможность перехода из одной системы в другую.

3. Эксперимент на модели трехфазной четырехпроводной СЭ подтвердил, что использование преобразований координат p-q-г теории для определения составляющих суммарной мощности потерь, позволяет уменьшить время расчета последних в других системах составляющих.

4. Полученные теоретические результаты могут быть положены в основу создания измерительного прибора (по аналогу энергомонитора) для измерения составляющих суммарной мощности потерь, оперирующего информацией о мгновенных значениях токов и напряжений, используемой для реализации системы автоматического регулирования САФ.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

*I.* Akagi H., Kanazawa Y., Nabae A. Generalized theory of the instantaneous power in three phase circuits // Int. Power Electronics Conf., Tokyo, Japan. – 1983. – pp. 1375-1386.

2. Akagi H., Kanazawa Y., Nabae A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1984. – vol.IA-20. – no.3. – pp. 625-630. doi: 10.1109/TIA.1984.4504460.

3. Nabae A., Tanaka T. A new definition of instantaneous active-reactive current and power based on instantaneous space vectors on polar coordinates in three-phase circuits // IEEE Transactions on Power Delivery. - 1996. - vol.11. - no.3. - pp. 1238-1243. doi: 10.1109/61.517477.

4. Peng F.Z., Ott G.W., Adams D.J. Harmonic and reactive power compensation based on the generalized instantaneous reactive power theory for three-phase four-wire systems // IEEE Transactions on Power Electronics. - 1998. - vol.13. - no.6. pp. 1174-1181. doi: 10.1109/63.728344.

5. Afonso J., Couto C., Martins J. Active filters with control based on p-q theory // IEEE Industrial Electronics Society Newsletter. - 2000. - vol.47. - no.3. - pp. 5-10.

6. Soares V., Verdelho P., Marques G.D. An instantaneous active and reactive current component method for active filters // IEEE Transactions on Power Electronics. - 2000. - vol.15. no.4. - pp. 660-669. doi: 10.1109/63.849036.

7. Kim H.S., Akagi H. The instantaneous power theory on the rotating p-q-r reference frames // Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS'99 (Cat. No.99TH8475). - 1999. - pp. 422-427. doi: 10.1109/PEDS.1999.794600.

8. Поліщук С.Й., Артеменко М.Ю., Михальський В.М. Аналіз побудови координатних систем у теорії миттєвої потужності трифазних кіл для керування пристроями активної фільтрації // Технічна електродинаміка. - №2. -2013. - C. 25-35.

9. Артеменко М.Ю., Батрак М.Л., Михальський В.М., Поліщук С.Й. Аналіз можливості збільшення ккд трифазної чотирипровідної системи живлення засобами паралельної активної фільтрації // Технічна електродинаміка. - 2015. -№6. – C. 12-18.

10. Поліщук С.Й., Артеменко М.Ю., Михальський В.М., Батрак Л.М., Шаповал І.А. Стратегія керування паралельним активним фільтром з частковим послабленням складової нульової послідовності напруг трифазної чотирипровідної мережі // Технічна електродинаміка. 2013. - №3. - C. 12-19.

11. Жемеров Г.Г., Тугай Д.В. Физический смысл понятия «реактивная мощность» применительно к трехфазным системам электроснабжения с нелинейной нагрузкой // Електротехніка і електромеханіка. - 2015. - №6. - С. 36-42.

12. G. Zhemerov, N. Ilina, D. Tugay. The Theorem of Minimum Energy Losses in Three-Phase Four-Wire Energy Supply System. 2016 2nd IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS-2016). June 07-11, 2016, Kyiv, Ukraine, pp. 52-54.

13. Жемеров ГГ, Ильина ОВ, Тугай ДВ. Энергосберегающий эффект компенсации пульсаций мгновенной активной мощности. Технічна електродинаміка. Темат. вип. Силова електроніка та енергоефективність, част.4. – 2006. – С. 22-7. 14. Жемеров ГГ, Домнин ИФ, Ильина ОВ, Тугай ДВ. Энергоэффективность коррекции фазы тока и компенсации пульсаций активной и реактивной мощностей в трехфазной системе электроснабжения. Технічна електродинаміка. -№1. - 2007. - C. 52-59.

15. Жемеров Г.Г., Тугай Д.В. Составляющие суммарной мощности потерь в трехфазных системах электроснабжения при симметричных синусоидальных напряжениях источника // Електротехніка і електромеханіка. – 2015. – №4. – С. 28-34

16. Жемеров Г.Г., Тугай Д.В. Уточнение универсальной формулы для определения мощности потерь в трехфазных системах электроснабжения // Вісник НТУ «ХПІ». - 2015. -№12. - C. 339-343.

17. Жемеров Г.Г., Тугай Д.В. Составляющие мощности суммарных потерь электрической энергии в пространственных рдг координатах // Електротехніка і електромеханіка. -2016. – №2. – C. 11-19. doi: 10.20998/2074-272X.2016.2.02.

18. Железко Ю. С. Расчет, анализ и нормирование потерь электроэнергии в электрических сетях: руководство для прак-тических расчетов / Ю. С. Железко, А. В. Артемьев, О. В. Савченко. – М. : Изд-во НЦ ЭНАС, 2002. – 280 с.

#### REFERENCES

1. H. Akagi, Y. Kanazava, A. Nubae. Generalized theory of the instantaneous power in three phase circuits. Int. Power Electronics Conf.. Tokio. Japan, 1983, pp.1375-1386.

2. H. Akagi, Y. Kazanawa and A.Nabae. Instantaneous reactive power compensator copresing switching Devices without energy storage components. IEEE Trans. power Ind.Appl., 1984, vol. IA-20, no.3, pp. 625-630. doi: 10.1109/TIA.1984.4504460.

3. A. Nabae, T. Tanake. A new definition of instantaneous active-reactive current and power based on instantaneous space vectors on polar coordinates in three-phase circuites. IEEE/PES Winter Meeting, Paper 96, WM227-9PWRD, 1996. doi: 10.1109/61.517477.

4. F.Z. Peng, G.W. Ott, D.J. Adams. Harmonic and reactive power compensation based on the Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase four-wire systems. IEEE Trans. Power Electronics, 1998, vol.13, no.6, pp. 1174-1181. doi: 10.1109/63.728344.

5. J. Afonso, C. Couto, J. Martins. Active filters with control based on p-q theory. IEEE Industrial Electronics Society Newsletter, 2000 (Sep.), vol.47, no.3, ISSN:0746-1240, pp. 5-10.

6. V. Soares, P. Verdelho, G.D. Marques. An instantaneous active and reactive current component method for active filters. IEEE Trans. Power Electr., 2000 (July), vol.15, pp. 660-669. doi: 10.1109/63.849036.

7. H.S. Kim, H. Akagi. The instantaneous power theory in the rotating p-q-r reference frames. In Proc. IEEE/PEDS'99 Conf., Hong Kong, July, 1999, 422-427. doi: pp. 10.1109/PEDS.1999.794600.

8. S.Y. Polishchuk, M.Yu. Artemenko, V.M. Mykhalskyi. Analytical construction of coordinate systems in theory of instantaneous power of three-phase circuits to control the active filtering devices. Tekhnichna elektrodynamika - 2013, no.2, pp. 25-35. (Ukr).

9. M.Yu. Artemenko, L.M. Batrak, V.M. Mykhalskyi, S.Y. Polishchuk. Analysis of possibility to increase the efficiency of three-phase four-wire power system by means of shunt active filter. Technical Electrodynamics - 2015, no.6, pp. 12-18. (Ukr). 10. S.Y.Polishchuk, M.Yu.Artemenko, V.M.Mykhalskyi, L.M.Batrak, I.A.Shapoval Shunt active filter control strategy with partial decrease of zero-sequence voltage in three-phase four-wire system. Tekhnichna elektrodynamika - 2013, no.3, pp. 12-19. (Ukr).

11. G.G. Zhemerov, D.V. Tugay. The physical meaning of the «reactive power» concept applied to three-phase energy supply systems with non-linear load. Elektrotekhnika i elektromekhanika - Electrical engineering & electromechanics, 2015, no.6, pp. 36-42. (Rus).

12. G. Zhemerov, N. Ilina, D. Tugay. The Theorem of Minimum Energy Losses in Three-Phase Four-Wire Energy Supply System. 2016 2nd IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS-2016). June 07-11, 2016, Kyiv, Ukraine, pp. 52-54.

13. G.G. Zhemerov, O.V. Il'ina, D.V. Tugay. Energy-saving effect ripple compensation of instantaneous active power. Tekhnichna elektrodynamika. Tem. vypusk «Silova elektronika i energoefektivnist» - Technical electrodynamics. Special Issue «Power electronics & energy efficiency», 2006, no.4, pp. 22-27. (Rus).

14. G.G. Gemerov, I.F. Domnin, I.A. Iljina, D.V. Tugay. Energy efficiency of the current phase correction and active and reactive power ripple compensation in three-phase power supply system. *Tekhnichna elektrodynamika – Technical electrodynamics*. Special Issue *«Power systems and electrotechnological complexes»*, 2007, no.1, pp. 52-57. (Rus).

15. G.G. Zhemerov, D.V. Tugay. Components of the total power losses in three-phase energy supply systems with symmetric sinusoidal voltage source. *Elektrotekhnika i elektromekhanika – Electrical engineering & electromechanics*, 2015, no.5, pp. 28-34. (Rus).

**16.** G.G. Zhemerov, D.V. Tugay. An universal formula clarification to determine the power losses in the three-phase energy supply systems. *Visnyk NTU «KhPI» – Bulletin of NTU «KhPI»*, 2015, no.12, pp. 339-343. (Rus).

*17.* G.G. Zhemerov, D.V. Tugay. Components of total electric energy losses power in pqr spatial coordinates. *Elektrotekhnika i elektromekhanika – Electrical engineering & electromechanics*, 2016, no.2, pp. 11-19. (Rus). doi: 10.20998/2074-272X.2016.2.02.

*19.* Yu.S. Zhelezko. Calculation, analysis and regulation of electric power losses in electric networks: a guide for practical calculations / Y.S. Zhelezko, A.V. Artemiev, O.V. Savchenko. Moscow: Publishing House of the NTs ENAS, 2002, 280 p.

Поступила (received) 02.02.2016

Жемеров Георгий Георгиевич<sup>1</sup>, д.т.н., проф., Сокол Евгений Иванович<sup>1</sup>, д.т.н., чл.-кор. НАН Украины, Тугай Дмитрий Васильевич<sup>2</sup>, к.т.н., доц., <sup>1</sup> Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт» 61002, Харьков, ул. Кирпичева, 21, тел/phone +38 057 7076312, e-mail: zhemerov@gmail.com <sup>2</sup> Харьковский национальный университет городского хозяйства им. А.Н. Бекетова, (1002) Х

61002, Харьков, ул. Революции, 12,

тел/phone +38 057 7073111, e-mail: tugaydv@yandex.ua

#### G.G. Zhemerov<sup>1</sup>, E.I. Sokol<sup>1</sup>, D.V. Tugav<sup>2</sup>

<sup>1</sup> National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», 21, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

<sup>2</sup> O.M. Beketov National University of Urban Economy in Kharkiv,

12, Revolution Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

### Development of the modern power theories of three-phase four wire energy supply systems with non-linear loads.

Purpose. Generalized research results devoted to evaluation of energy efficiency three-phase energy supply system in accordance with modern theories of instantaneous active and reactive power are proposed. Methodology. We have applied concepts of p-q-r power theory, the theory of electrical circuits and mathematical simulation in Matlab package. Results. We have established a link between the losses power components systems. We have proved the possibility of mutual transition between these systems by means of mathematical apparatus pq-r power theory. Originality. We have developed a method for assessing the energy efficiency of three-phase energy supply systems based on the total losses power decomposition to individual energy components. Practical value. This discussion addresses issues of using the proposed method may be highly relevant to creation of a measuring device for determining the current value of the components of total losses power in three-phase systems. The device operates with measuring information regarding instantaneous values of currents and voltages. References 14, figures 3.

*Key words*: energy supply system, p-q-r power theory, the minimum possible losses, total losses power, reactive power, Matlab-model of the three-phase energy supply system.

Р.В. Зайцев, М.В. Кириченко, Є.І. Сокол, Г.С. Хрипунов, Д.С. Прокопенко

### ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ФОТОЕЛЕКТРИЧНОЇ СТАНЦІЇ НА ОСНОВІ ГІБРИДНИХ ФОТОЕНЕРГЕТИЧНИХ МОДУЛІВ

Проведено аналіз роботи фотоелектричної станції на основі гібридних фотоенергетичних модулів. На основі виявлених недоліків запропоновано схему відбору потужності на основі підвищуючого перетворювача. Розроблена принципова електрична схема регульованого мостового резонансного підвищуючого перетворювача з цифровим керуванням, що забезпечує надійність роботи, швидке і точне знаходження точки максимальної потужності і ефективність перетворення до 0,956. Проведено його реалізацію та апробацію у складі фотоелектричної станції. Бібл. 6, табл. 1, рис. 10. Ключові слова: гібридний фотоенергетичний модуль, підвищуючий перетворювач, фотоелектрична станція, коефіцієнт корисної дії.

Проведен анализ работы фотоэлектрической станции на основе гибридных фотоэнергетических модулей. На основе выявленных недостатков предложена схема отбора мощности на основе повышающего преобразователя. Разработана принципиальная электрическая схема регулируемого мостового резонансного повышающего преобразователя с цифровым управлением, обеспечивающим надежность работы, быстрое и точное нахождение точки максимальной мощности и эффективность преобразования до 0,956. Проведены его реализация и апробация в составе фотоэлектрической станции. Библ. 6, табл. 1, рис. 10.

Ключевые слова: гибридный фотоэнергетический модуль, повышающий преобразователь, фотоэлектрическая станция, коэффициент полезного действия.

Вступ. Розв'язання завдання конкурентоспроможності фотоелектричних електростанцій на енергетичному ринку в порівнянні з електричною енергією, що виробляється традиційними джерелами, є необхідною умовою для широкомасштабного використання енергії Сонця в наземних умовах.

Для вирішення цього завдання було реалізовано конструктивно-технологічне рішення гібридних фотоенергетичних модулів (ФЕМ) на основі монокристалічних кремнієвих ФЕП, оснащених системою охолодження для забезпечення вироблення максимальної електричної потужності в процесі експлуатації модуля. Оснащення модулів в складі фотоелектричної станції блоком охолодження для зниження робочої температури [1] фотоелектричних перетворювачів дозволяє збільшити їх електричну потужність в процесі експлуатації і термін служби окремих ФЕП, а при одночасному використанні концентраторів сонячного випромінювання, дозволяє домогтися практично дворазового збільшення електричної потужності, що виробляється фотоелектричними модулями. Монтаж таких фотоенергетичних модулів на трекері - пристрої стеження за сонячним випромінюванням, дозволить отримати до 30% збільшення електричної потужності, що виробляється фотоелектричними модулями.

Однак виникає проблема при використанні стандартних елементів системи перетворення постійної напруги, що виробляється гібридними фотоенергетичним модулем в електроенергію промислової частоти.

Постановка задачі. Виходячи з викладеного вище, метою роботи була розробка схемотехнічного і конструктивного рішень DC-DC перетворювача для системи відбору потужності фотоелектричної станції на основі гібридних фотоенергетичних модулів. Розробка такого приладу проводилася на основі розрахунку резонансного кола DC-DC перетворювача і параметрів його роботи з подальшою розробкою принципової електричної схеми та виготовленням приладу.

#### 1. Вибір схемотехнічного рішення.

За попередньою оцінкою, проведеною раніше, найкращими схемотехнічним рішеннями є мостовий резонансний перетворювач і трьохкаскадний паралельно-послідовний перетворювач, що містить два резонансних перетворювача і знижуюче-підвищуючий перетворювач [2, 3]. Дані схемотехнічні рішення забезпечують найвищий ККД у всьому діапазоні робочих вхідних параметрів, а також простоту реалізації системи управління транзисторами, включаючи можливість застосування спеціалізованих інтегральних мікросхем. Високе значення ККД зводить до мінімуму труднощі реалізації охолодження перетворювача. В якості корпусу зручно використовувати наявні на ринку герметичні металеві корпуси з алюмінієвих сплавів. Вибір максимальної вхідної потужності і вхідної напруги перетворювача, що відповідають параметрам одного ФЕМ є оптимальним, оскільки дозволяє застосовувати спеціалізовані інтегральні мікросхеми і дешеві транзистори, які використовуються в автомобільній і комп'ютерній техніці, а також легко дозволяє організувати охолодження силових компонентів. Іншою позитивною властивістю роботи перетворювача на один ФЕМ є більш повне використання потужності світлового потоку і можливість віддаленого моніторингу стану кожного ФЕМ.

З огляду на широкий діапазон коефіцієнта передачі DC-DC перетворювача в робочих діапазонах вхідних і вихідних напруг, більше число активних і пасивних компонентів при реалізації трьохкаскадного паралельно-послідовного перетворювача, вибір схемотехнічного рішення регульованого мостового резонансного перетворювача (рис. 1) є оптимальним по співвідношенню вартості реалізації, числа компонентів і технічних характеристик перетворювача.

© Зайцев Р.В., Кириченко М.В., Сокол Є.І., Хрипунов Г.С., Прокопенко



Рис. 1. Мостовий резонансний LLC перетворювач

#### 2. Розрахунок підвищуючого DC-DC перетворювача для високоефективної системи відбору потужності.

Коефіцієнт передачі регульованого мостового резонансного перетворювача:

$$G = K \cdot n , \qquad (1)$$

де *K* – коефіцієнт передачі резонансного LLC кола; *n* – відношення числа витків вторинної обмотки до числа витків первинної обмотки трансформатора TR1.

Оскільки резонансний перетворювач має максимальну ефективність при K = 1, обчислимо *n* з умови максимальної ефективності в номінальному режимі роботи перетворювача:

$$n = \frac{U_{in.nom.}}{U_{out.nom.}} = \frac{30}{630} = \frac{1}{21},$$
 (2)

де  $U_{in.nom.}$  – номінальна вхідна напруга перетворювача;  $U_{out.nom.}$  – номінальна вихідна напруга перетворювача.

Коефіцієнт передачі резонансного LLC кола повинен приймати максимальне значення  $K_{max}$ . при поєднанні мінімальної вхідної ( $U_{in.min}$ ) і максимальної вихідної напруги ( $U_{out.max}$ ), і мінімальне значення  $K_{min}$ . при поєднанні максимальної вхідної ( $U_{in.max}$ ) і мінімальної вихідної ( $U_{out.min}$ ) напруги:

$$K_{max} = n \cdot \frac{U_{out.max.}}{U_{in.min.}} = \frac{1}{21} \cdot \frac{700}{23} \approx 1,45;$$
 (3)

$$K_{min} = n \cdot \frac{U_{out.min.}}{U_{in.max.}} = \frac{1}{21} \cdot \frac{600}{42} \approx 0,68$$
. (4)

Для розрахунку параметрів резонансного LLC кола скористаємося еквівалентною схемою заміщення резонансного кола (рис. 2) [4].



Рис. 2. Еквівалентна схема заміщення резонансного кола LLC

Для наведеної схеми заміщення коефіцієнт передачі резонансного LLC кола описується виразом:

$$K = \left| \frac{U_{in}}{U_{out}} \right| = \frac{F_x^2(m-1)}{\sqrt{(mF_x^2 - 1) + F_x^2(F_x^2 - 1)^2(m-1)^2Q^2}},$$
 (5)

 $Q = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_{ac}}$  – добротність;  $R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} n^{-2} \frac{U_{out}}{I_{out}}$  – приве-

дений опір навантаження;  $U_{in}$  – вхідна напруга перетворювача;  $U_{out}$  – вихідна напруга перетворювача;  $I_{out}$ – вихідний струм перетворювача;  $F_x = \frac{f_s}{f_r}$  – нормалізована частота перемикання транзисторів;  $f_s$  – частота перемикання транзисторів перетворювача;  $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_rC_r}}$  – резонансна частота контуру  $L_r$ ,  $C_r$ ;  $L_r$  – резонансна індуктивність;  $C_r$  – резонансна ємність;  $m = \frac{L_r + L_m}{L_r}$  – відношення сумарної вхідної

індуктивності контуру до резонансної індуктивності;  $L_m$  – індуктивність намагнічування трансформатора.

Мінімальний приведений опір навантаження  $R_{ac.min.}$  відповідає мінімальній вихідній напрузі та максимальній вихідній потужності ( $P_{in.max.}$ ) при очікуваному максимальному коефіцієнті корисної дії 98 %:

$$R_{ac.min.} = \frac{8}{\pi^2} n^2 \frac{U_{out.min.}^2}{P_{in.max.} \cdot \eta} =$$
$$= \frac{8}{3,14^2} \cdot 0.047619^2 \cdot \frac{600^2}{300 * 0.98} \approx 2,25 \ Ommed Omme$$

Алгоритм розрахунку параметрів резонансного кола представлений на рис. 3.



Рис. 3. Алгоритм розрахунку параметрів резонансного кола

Крок 1. Вибір максимальної добротності  $Q_{max}$ . Добротність контуру LLC приймає максимальне значення при мінімальному наведеному опорі навантаження  $R_{ac\_мin.} = 2,25 \ Om$ . При низькому значенні добротності потрібна велика частота комутації транзисторів перетворювача для досягнення мінімального коефіцієнта передачі резонансного LLC контуру  $K_{min}$  [5], Отже, зростають динамічні втрати в транзисторах і діодах. При високому значенні добротності неможливо досягти максимального коефіцієнта передачі резонансного коефіцієнта передачі резонансного коефіцієнта передачі резонансного LLC контуру  $K_{makc}$ . На рис. 4 представлений приклад залежності коефіцієнта передачі резонансного контуру від нормалізованої частоти перемикання транзисторів при фіксованих значеннях добротності. Область частоти перемикання транзисторів, що знаходиться лівіше точки перегину кривої, відповідає ємнісного характеру навантаження і є забороненою, зважаючи на «жорстке» перемикання транзисторів з великою швидкістю наростання напруги, що приводить до виходу транзисторів з ладу.



Рис. 4. Приклад залежності коефіцієнта передачі LLC контуру від нормалізованої частоти при різних значеннях добротності

3 прикладу видно, що для діапазону *К* від 0,8 до 1,2 значення добротності 0,5 є оптимальним.

Крок 2. Вибір значення відносини сумарної вхідної індуктивності контуру до резонансної індуктивності m. Дане відношення є постійним і залежить тільки від параметрів моткових компонентів. При зниженні значення m збільшується коефіцієнт передачі резонансного контуру K, але також зростає реактивний струм, що збільшує статичні втрати перетворювача. Значення m слід вибирати максимально можливим, при якому коефіцієнт K може приймати необхідне значення  $K_{макс}$ .

Крок 3. Знаходження мінімальної нормалізованої частоти за умови зберігання індуктивного характеру струму на вході LLC контуру при мінімальній добротності. Мінімальна нормалізована частота перемикання транзисторів  $F_{x \text{ мін}}$ , при якій струм на вході LLC контуру має індуктивний характер визначається за графіком залежності коефіцієнта передачі резонансного контуру від нормалізованої частоти перемикання транзисторів при максимальному значенні добротності за умови:

$$\frac{d}{dF_x} = K(Q_{Ma\kappa c}, m, F_{x.\min}) = 0.$$
(7)

Крок 4. Перевірка значення максимального коефіцієнта передачі резонансного контуру  $K_{макс.}$  при отриманих вище значеннях  $Q_{макс.}$ , m,  $F_{x мін.}$ . Дану перевірку слід виконувати по співвідношенню для добротності або за допомогою комп'ютерного моделювання. При не відповідності  $K_{макс}$  значенням 1,45 слід змінюючи значення m досягти цієї відповідності.

Крок 5. Після визначення значень  $Q_{MAKC.}$ , *m*,  $F_{x Mih}$  далі визначають резонансні індуктивність і ємність, індуктивність намагнічування трансформатора.

Правильний розрахунок резонансного кола дозволяє отримати оптимальні характеристики перетворювача. Алгоритм дозволяє в кілька ітерацій розрахувати необхідні параметри резонансного LLC кола. Використовуючи наближений розрахунок і уточнюючи його за допомогою моделювання можна отримати досить вірні результати при значній економії часу. Мінімальна вхідна напруга DC-DC перетворювача відповідає максимальній температурі ФЕП, освітленості 200 Вт/м<sup>2</sup>, тобто вхідній потужності ( $P_{in.min.}$ ) не більше:

$$P_{in.min.}(23B) \le 23B \cdot I_{in.nom.} \cdot \frac{200}{1000} \frac{Bm}{_{M}^{2}} = = 37,6 Bm.$$
(8)

З огляду на широкий діапазон вхідних і вихідних параметрів DC-DC перетворювача, особливість регулювання резонансного перетворювача і залежність ефективності від параметрів LLC контуру, задаймо залежність максимальної вхідної потужності від вхідної напруги з метою отримання максимального значення коефіцієнта корисної дії і оптимального поєднання з використовуваними ФЕМ. Задана залежність максимальної вхідної потужності від вхідної напруги представлена на рис. 5.



Рис. 5. Залежність максимальної вихідної потужності DC-DC перетворювача від вхідної напруги

Максимальне значення добротності відповідає максимальному вихідному струму. Вихідний струм приймає максимальне значення при мінімальній вихідній напрузі та максимальній вихідній потужності. Значення мінімального наведеного опору навантаження  $R_{ac.min.} = 2,25$  Ом відповідає максимальній добротності LLC контуру, при цьому максимальне значення коефіцієнта передачі резонансного кола  $K_{max} = 1,45$  потрібно при вхідній потужності 50 Вт і вихідній напрузі 700 В. За виразом для  $R_{ac}$  визначається значення мінімального наведеного опору навантаження  $R_{ac.min.}$  для вхідної напруги 23 В:

$$R_{ac.min.}(23B) = \frac{8}{3,14^2} * 0,047619^2 * \frac{600^2}{50*0,98} \approx \\ \approx 13,5 \ Ommed Omme$$

Діаграми і дані для частоти резонансу 100 кГц, отримані за алгоритмом розрахунку параметрів резонансного кола шляхом декількох ітерацій з перевіркою комп'ютерним моделюванням, представлені на рис. 6 і в табл. 1. Значення відносини сумарної вхідної індуктивності контуру до резонансної m = 11.



Рис. 6. Залежність коефіцієнта передачі LLC контуру від нормалізованої частоти при заданих значеннях добротності

Таблиця 1

Параметри резонансного кола						
$U_{in},$	$P_{in}$ ,	$K_{max}$	K	$R_{ac.max.},$	$Q_{max}$	$F_x$
В	Вт			Ом		
23	50	1,45	3,13	13,5	0,113	0,33
30	230	1,11	1,134	3,995*	0,383*	0,48*
33	300	1,01	1,026	2,25	0,68	0,86
42	300	0,79	1,026	2,25	0,68	0,972

\* Значення *R<sub>ac.min.</sub>* відповідає максимальній вихідній напрузі і *К<sub>max</sub>.* 

Виберемо значення резонансної ємності з ряду Е6 0,94  $M\kappa\Phi$  (два конденсатора по 0,47  $M\kappa\Phi$  в паралель), при частоті резонансу  $F_r = 110,7 \kappa\Gamma$ ц отримаємо значення резонансної індуктивності  $L_r = 2,2 M\kappa\Gamma$ н і при m = 10,1 значення індуктивності намагнічування трансформатора  $L_m = 20 M\kappa\Gamma$ н.

На рис. 7 представлена модельна тимчасова діаграма струму резонансного дроселя і струму первинної обмотки трансформатора при різних поєднаннях вхідних і вихідних параметрів DC-DC перетворювача.



Рис. 7. Модельна тимчасова діаграма струму дроселя

Як резонансний конденсатор застосовано паралельно з'єднані конденсатори В32652А3474J000 (250 В 0,47 мкФ) з поліпропіленовим діелектриком. Як резонансна індуктивність застосований дросель В82559А4222А020 (2,2 мкГн, 43 А). Трансформатор складається з сердечника ETD44 з магнітним зазором 0,5 мм. Вторинна обмотка складається з двох частин по 74 і 73 витка високочастотного дроту ЛЕШО 14×0,1, з'єднаних послідовно. Первинна обмотка містить 7 витків високочастотного дроту ЛЕПКО 175×0,1 і розташовується між двома частинами вторинної обмотки. Вимірювальна обмотка містить 7 витків дроту ПЕТВ-2 0,3.

#### 3. Розробка принципової електричної схеми DC-DC перетворювача.

На рис. 8 представлена функціональна схема DC-DC перетворювача. Напруга фотоелектричного модуля надходить на вхід DC-DC перетворювача. Формування параметрів перетворювача і перемикання транзисторів здійснюється за допомогою цифрового мікроконтролера МС. Сигнал керування на затвори транзисторів VT1 - VT4 надходить з МС через драйвери Dr.1 – Dr.4. Транзистори в межах кожного плеча моста перемикаються синхронно. Живлення драйверів і мікроконтролера здійснюється через стабілізований знижуючий перетворювач постійної напруги власних потреб. МС вимірює вихідний сум ФЕМ за допомогою шунта R3 і підсилювача, вихідної напруги ФЕМ через дільник на резисторах R1 – R2. МК на виходах G1 та G2 формує два протифазних меандри для перемикання транзисторів з необхідною частотою і час затримки між перемиканнями діагоналей моста («мертвий» час). Напруга середньої точки напівмоста транзисторів VT1 та VT2 використовується при визначенні адаптивного «мертвого» часу (мінімально достатнього) для максимальної ефективності перетворювача, через дільник на резисторах R4 та R5 поступає в компаратор МС. Додаткова обмотка трансформатора N3, підключена до випрямного мосту VD1, служить для контролю вихідної напруги і, спільно з сигналом напруги середньої точки напівмоста, бере участь в алгоритмі детектування наближення до ємнісного характеру струму резонансного LLC кола. Детектування наближення до ємнісного характеру струму резонансного кола вкрай необхідно при запуску перетворювача, а також при відносно різких змінах величини напруги на вихідному перетворювачі - мережі постійного струму 600 В - 700 В.

Резонансне LLC коло утворене дроселем L1, конденсатором C1 і трансформатором T1. Резонансна індуктивність включає в себе індуктивність дроселя L1 та індуктивність розсіювання трансформатора T1. Вихідна напруга з трансформатора надходить на випрямляч, утворений доданими мостом VD2 і конденсатором C3. Вихідна напруга випрямляча є вихідною напругою перетворювача.

Відстеження точки максимальної потужності ФЕМ здійснюється мікроконтролером за алгоритмом «Збурення і спостереження» [6]. Мікроконтролер обчислює вхідну потужність перетворювача, далі на невелику величину змінює вхідний опір зміною частоти комутації транзисторів, внаслідок чого змінюється вхідна напруга і обчислює потужність, якщо потужність збільшується – контролер продовжує змінювати напругу в цьому ж напрямку, поки потужність не перестане збільшуватися. Цифрове керування перетворювачем дозволяє здійснювати алгоритм відстеження точки максимальної потужності «Збурення і спостереження», формування адаптивного «мертвого» часу, детектування струму ємнісного характеру в навантаженні моста. За допомогою мікроконтролера стає можлива реалізація інформаційної кабельної або бездротової мережі, наприклад, RS-485 або ZigBee, для моніторингу параметрів ФЕМ та перетворювачів, надання оперативної інформації про несправності, тощо.



Рис. 8. Функціональна електрична схема DC-DC перетворювача

Перетворювач складається з трьох функціональних блоків А1-А3, представлених на рис. 9.



Рис. 9. Принципова електрична схема DC-DC перетворювача

Джерело живлення власних потреб (ДВП) призначене для формування стабілізованої напруги живлення 3,3 В і напруги живлення драйверів транзисторів перетворювача 12 В. ДВП складається з двох послідовних каскадів понижуючих імпульсних перетворювачів постійної напруги без гальванічної розв'язки. ДВП має високу ефективність і стабілізує вихідну напругу в широкому діапазоні вхідної напруги. Контролер. В якості мікроконтролера використовується 32 розрядний ARM Cortex M-4. Сигнали зворотного зв'язку після перетворення рівнів і фільтрації надходять в АЦП мікроконтролера. Сигнал струму з шунта посилюється диференціальним підсилювачем до необхідного рівня і далі надходить в АЦП. На мікросхемі DA6 виконане джерело опорної напруги АЦП. Компаратори виконані на швидкодіючих інтегральних мікросхемах LMV7235M5. Сигнали керування транзисторами надходять до кола G1 та G2 на входи драйверів.

Перетворювач складається з: чотирьох транзисторів MOSFET VT1 – VT4; двох драйверів напівмоста на мікросхемах DA7, DA8; конденсаторів кола живлення; резонансного кола RLC на дроселі L4, трансформатора Т1, конденсаторів С46, С47; сигнального випрямляча на діодах VD - VD12; вихідного випрямляча на діодах VD13 – VD16 і конденсаторів C52, С53. В якості транзисторного моста застосовані високошвидкісні MOSFET транзистори з низьким зарядом затвора і опором відкритого каналу 2,8 мОм. У вхідному випрямлячі застосовані діоди на основі карбіду кремнію, що дозволяє помітно підвищити ефективність в області частот перемикання транзисторів вище значення резонансної частоти, за рахунок відсутності втрат на зворотне відновлення діодів на основі карбіду кремнію.

#### 4. Реалізація DC-DC перетворювача.

На рис. 10 приведено створений на основі запропонованої схеми DC-DC перетворювачів для безпосередньої установки на гібридні фотоенергетичні модулі, що дозволяє істотно збільшити ефективність перетворення вироблюваної ними енергії.



Рис. 10. Розроблений і виготовлений DC-DC перетворювач

#### Висновки.

1. Регульований резонансний перетворювач є хорошим схемотехнічним рішенням, що дозволяє домогтися високих значень ефективності перетворення електричної енергії для фотоелектричної станції на основі гібридних фотоелектричних модулів. Складність визначення оптимальних параметрів резонансного ланцюга для застосування в DC-DC перетворювачі з широким діапазоном вхідних і вихідних робочих характеристик є перешкодою для застосування резонансного перетворення. Застосування комп'ютерного моделювання та алгоритму з численними ітераціями значно полегшує розрахунок оптимальних значень характеристик резонансного LLC контуру.

2. Цифрове управління DC-DC перетворювачем відкриває широкі можливості для створення алгоритмів управління, що забезпечують надійність і ефективність перетворення, швидке і точне знаходження точки максимальної потужності. Цифрове управління дозволяє реалізувати інформаційну мережу для моніторингу параметрів ФЕМ та перетворювачів в складі фотоелектричної станції.

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Kriukov Yu.A., Zaitsev A.Ye., Feshchenko A.A., Gorshkov A.V. Influence of operating temperature on efficiency of silicon photovoltaic devices // International Journal of Applied Engineering Research, 2015. - Vol.10. - No.15. - pp. 35446-35450.

2. Мелёшин В., Овчинников Д. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. - М.: «Техносфеpa», 2011. - 576 c.

3. Розанов Ю.К., Баранов Н.Н., Антонов Б.М., Ефимов Е.Н., Соломатин А.В. Силовая электроника в системах с нетрадиционными источниками электроэнергии // Электричество, 2002. - №3. - С. 20-28.

4. Gu Yi., Hang L., Chen H., Lu Z. A simple structure of LLC resonant DC-DC converter for multi-output applications // Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. -Vol.3. - P.1485-1490.

5. Abdel-Rahman S. Resonant LLC converter: Operation and Design 250W 33Vin 400Vout Design Example // Infineon Technologies Application Note AN 2012-09 V1.0, 2012.

6. Freeman D. Introduction to photovoltaic systems maximum power point tracking // Texas Instruments Application Report SLVA446, 2010.

#### REFERENCES

1. Kriukov Yu.A., Zaitsev A.Ye., Feshchenko A.A., Gorshkov A.V. Influence of operating temperature on efficiency of silicon photovoltaic devices. International Journal of Applied Engineering Research, 2015, vol.10, no.15, pp. 35446-35450.

2. Melyoshin V., Ovchinikov D. Upravlenie tranzistornymi preobrazovatelyami elektroenergii [Management transistor power converters]. Moscow, Technosfera Publ., 2011. 576 p. (Rus).

3. Rozanov Yu.K., Baranov N.N., Antonov B.M., Efimov E.N., Solomatin A.V. Silovaya electronika v sistemah s netradicionnymi istochnikami electroenergii [Power electronics in non-traditional sources of electricity systems] - // Elektrichestvo - Electricity, 2002, no.3, p.20-28. (Rus).

4. Gu Yi., Hang L., Chen H., Lu Z. A simple structure of LLC resonant DC-DC converter for multi-output applications. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005, vol.3, p.1485-1490.

5. Abdel-Rahman S. Resonant LLC converter: Operation and Design 250W 33Vin 400Vout Design Example. Infineon Technologies Application Note AN 2012-09 V1.0, 2012.

6. Freeman D. Introduction to photovoltaic systems maximum power point tracking. Texas Instruments Application Report SLVA446, 2010.

Поступила (received) 21.01.2015

Зайцев Роман Валентинович<sup>1</sup>, к.т.н., доц., Кириченко Михайло Валерійович<sup>1</sup>. к.т.н., с.н.с., Сокол Євген Іванович<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,

Хрипунов Генадій Семенович<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,

Прокопенко Дмитро Сергійович<sup>1</sup>, магістрант, <sup>1</sup> Національний технічний університет

«Харківський політехнічний інститут»,

61002, Харків, вул. Кирпичова, 21,

тел/phone +38 068 8888246, e-mail: zaitsev.poman@gmail.com

R.V. Zaitsev<sup>1</sup>, M.V. Kyrychenko<sup>1</sup>, E.I. Sokol<sup>1</sup>, G.S. Khrypunov<sup>1</sup>, D.S. Prokopenko<sup>1</sup>

<sup>1</sup> National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», 21, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

#### Improving efficiency photovoltaic station based on hybrid photoenergy modules.

Purpose. Solving the problem of photovoltaic power plants competitiveness on the energy market compared to electricity produced by conventional sources, is a necessary condition for large-scale use of solar energy in terrestrial conditions. Methodology. To solve this problem it has been realize the constructive technological solutions of hybrid photo-energy modules based on monocrystalline silicon solar cells and equipped with a cooling system to ensure maximum production of electric power during the module exploitation. Using in construction of modules for photovoltaic power plant cooling blocks to reduce the solar cells operating temperature can increase produced electrical power during the exploitation and lifespan of individual solar cells, also while using solar concentrators, can achieve doubling increase of electrical power produced by photo-energy modules. Results. It has been developed a regulated resonant converter with an optimal circuit solution that can achieve high values of conversion efficiency for photovoltaic power plant based on the hybrid photovoltaic modules. Digital controlled scheme for DC-DC converters will allow to create control algorithms that provide reliability and conversion efficiency, fast and accurate finding the maximum power point. Originality. Novelty of proposed power take-off system solution constitute in implementation of scheme with DC-DC converters, which as it shown by results of carrying out modeling is the most effective. Practical value. Practical implementation of proposed power take-off system construction will allow reducing losses in connective wires and increasing the efficiency of such system up to 92.5% in wide range of photoenergy modules illumination. References 6, tables 1, figures 10.

Key words: photoenergy hybrid module, step-up power converter, photovoltaic station efficiency.

В.В. Ивахно, В.В. Замаруев, Б.А. Стысло, А.С. Ясько

### О «КРИТИЧЕСКОЙ» ЧАСТОТЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДВУХЗВЕННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ СО ЗВЕНОМ НА ОСНОВЕ ИНВЕРТОРА ТОКА

Для дволанкових перетворювачів постійної напруги з первинною ланкою на базі інвертора напруги (IH) на IGBT або інвертора струму на IGBT з послідовним діодом, при цьому у IH використовується режим ввімкнення ключів в нулях напруги та снаберного конденсаторного вимикання, а в IC – вимикання в нулях струму та снаберного дросельного вмикання, введено поняття «критичної» частоти. При частоті перетворення вище «критичної», для ключів IH, через ефект «хвоста» струму, статичні втрати разом з втратами вимикання перевершують статичні ключів IC. Для перетворювачів з IGBT різних виробників і граничних напруг дана оцінка величин «критичних» частот. Бібл. 10, табл. 1. Ключові слова: дволанковий перетворювач постійної напруги, інвертор напруги, інвертор струму, IGBT, статичні втрати, динамічні втрати, частота перетворення.

Для двухзвенных преобразователей постоянного напряжения с первичным звеном на основе инвертора напряжения (ИН) на IGBT либо инвертора тока (ИТ) на IGBT с последовательным диодом, причем в ИН используется режим включения ключей в нулях напряжения и снабберного конденсаторного выключения, а в ИТ – выключения в нулях тока и снабберного дроссельного включения, введено понятие «критической» частоты. При частоте преобразования выше «критической», для ключей ИН, из-за эффекта «хвоста» тока, статические потери и вместе с потерями выключения превышают статические потери ключей ИТ. Для преобразователей с IGBT различных производителей и предельных напряжений дана оценка величин «критических» частот. Библ. 10, табл. 1.

Ключевые слова: двухзвенный преобразователь постоянного напряжения, инвертор напряжения, инвертор тока, IGBT, статические потери, динамические потери, частота преобразования.

Введение. Двухзвенные преобразователи постоянного напряжения в постоянное с трансформаторной гальванической развязкой (DC/DC конверторы) продолжают оставаться объектами исследований в области преобразовательной техники, поскольку подобные преобразователи широко применяются во вторичных источниках электропитания, в преобразователях для альтернативной, в т.ч. солнечной энергетики, технологии передачи электроэнергии постоянным током, в технологии SMARTGRID и т.п. В таких преобразователях с одним направлением потока энергии - от источника постоянного напряжения к нагрузке - силовой коммутатор первичного звена представляет собой автономный инвертор, а вторичного - выпрямитель. В силовых коммутаторах первичного звена осуществляется однократная модуляция - на периоде преобразования один силовой ключ производит одно включение и одно выключение.

Основной тенденцией в этой области продолжает оставаться повышение частоты преобразования, что позволяет уменьшать габариты и массу силовых разделительных трансформаторов и величины емкостей и индуктивностей (и габариты и массу) силовых пассивных фильтров преобразователя, улучшать управляемость преобразователей. Повышение частоты преобразования, с другой стороны, сопровождается пропорциональным ростом динамических потерь (потерь переключения) силовых полупроводниковых ключей силовых коммутаторов преобразователя. Ограничение динамических потерь ключей может достигаться как применением современных быстродействующих приборов (на основе карбида кремния, нитрида галлия) при традиционной схемотехнике преобразователей, так и использованием различных технологий коммутации силовых ключей. Так, при использовании в преобразователях с однократной коммутацией режима естественного включения ключа (в нулях напряжения – режим Zero Voltage Switching, ZVS) равны нулю коммутационные потери включения; при этом второе переключение - выключение - принудительное. При использовании режима естественного выключения ключа (в нулях тока – режим Zero Current Switching, ZCS) - равны нулю коммутационные потери выключения; при этом второе переключение включение – принудительное. В резонансных и квазирезонансных преобразователях могут для силовых ключей достигаться естественное либо включение, либо выключение, либо как включение, так и выключение, однако недостатком подобных решений является наличие силового колебательного контура с установленной мощностью, соизмеримой с мощностью нагрузки. Далее решения на основе резонансных инверторов не рассматриваются.

Коммутационные потери при принудительном переключении ограничивают применением снабберов: индуктивных, на основе дросселей, устанавливаемых в цепь включающегося прибора последовательно с ним, и емкостных, устанавливаемых параллельно выключающемуся прибору. При использовании режимов ZVS емкостные снабберы принудительного выключения бездиссипативные; при использовании режимов ZCS индуктивные снабберы принудительного включения также бездиссипативные. Применение также бездиссипативные. Применение упомянутых режимов коммутации ключей позволяет в ряде случаев приблизить величину суммарных (статических и динамических) потерь ключей к величине

© В.В. Ивахно, В.В. Замаруев, Б.А. Стысло, А.С. Ясько

статических потерь (потерь проводимости).

Постановка задачи. Известно, что при величинах входных напряжений DC/DC конверторов примерно до 400 В в качестве силовых управляемых ключей коммутатора первичного звена целесообразно использовать полевые транзисторы (MOSFET) как наиболее быстродействующие управляемые ключи. Считается, что для таких приложений при повышенных частотах преобразования целесообразно использовать именно MOSFET как приборы на основных носителях в режиме ZVS [1] со снабберным емкостным выключением. Для MOSFET практически всегда по известным выражениям (см., напр., [2]) можно подобрать такую величину емкости снаббера, чтобы потери выключения были существенно меньше статических, т.е. считать потери в ключах коммутатора лишь статическими потерями. Силовые ключи первичного преобразователя не имеют обратной блокирующей способности из-за наличия в структуре MOSFET встроенного обратного диода, и силовой коммутатор представляет собой автономный инвертор напряжения (АИН).

При более высоких величинах напряжений выключенных силовых ключей использование в силовом коммутаторе MOSFET не эффективно из-за катастрофического увеличения падения напряжения на включенном ключе с ростом класса прибора (при рациональной величине плотности тока). При напряжении питания шины постоянного тока более 400 - 500 В традиционно используют биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT), несмотря на худшие частотные свойства (по крайней мере для кремниевых приборов). Падение напряжения на включенном IGBT, определяющее величину статических потерь, в зависимости от технологии изготовления и величины предельно допустимого напряжения в выключенном состоянии (класса прибора) составляет от примерно 1,7 до 4 В и слабо, в отличие от MOSFET, зависит от величины тока. Что касается коммутационных потерь, то применение режима ZVS для ключей АИН (обратный диод в ключе на основе IGBT может быть встроен в корпус прибора) так же, как и в случае MOSFET, позволяет практически исключить потери включения, а применение емкостных снабберов выключения ограничить потери выключения.

Существенной особенностью IGBT как прибора на неосновных носителях является наличие т. наз. «хвоста» тока. При выключении прибора в режиме жесткой (безснабберной) коммутации быстрое полевое выключение MOSFET-части ячейки прибора приводит к отсечке базовой  $n^{-}$  – области и дальнейшему уменьшению накопленного заряда только на основе рекомбинационных эффектов, что, в свою очередь, определяет наличие дополнительной фазы в выключаемом токе транзистора – хвостовой части тока коллектора (tail current) [3]. Наличие «хвоста» тока увеличивает коммутационные потери выключения и накладывает определенные ограничения на алгоритм управления IGBT (например, в инверторной стойке АИН выдача сигнала включения на затвор одного из транзисторов должна производиться лишь после полного выключения другого, с учетом длительности «хвоста»).

Для IGBT различных технологий – РТ (Punch-Trough), NPT (Non-Punch-Trough), FS-IGBT (Field-Stop), SPT-IGBT (Soft-Punch-Trough – IGBT), T-IGBT (Trench IGBT), CSTBGT (Carrier Storage Trench IGBT), LPT-IGBT (Light PT-IGBT) и др. наблюдается «хвост», причем производители стремятся уменьшить составляющую потерь выключения, связанную с «хвостом».

Для приборов всех технологий характерна зависимость длительности «хвоста» (и, следовательно, величины энергии выключения) от режима коммутации, в частности, от величины емкости снабберного конденсатора (при определенной величине коммутируемого тока и напряжения), что подтверждается данными литературы. В ряде источников (см., напр., [2, 4, 5]) указывается, что увеличением емкости снабберных конденсаторов удается снизить коммутационные потери в сравнении с режимом безснабберного выключения не более чем примерно в два раза. Очевидно, с ростом частоты преобразования коммутационные потери выключения будут расти.

Альтернативным решением, позволяющим повысить частоту преобразования за счет снижения коммутационных потерь, является применение режима выключения ключа ZCS. Для этого первичное звено преобразователя может быть выполнено на основе автономного инвертора тока (АИТ) [6], при этом силовой ключ выполняется как последовательное соединение IGBT и диода. Для такого решения, в режиме ZCS в силу отсутствия эффекта хвоста тока коммутационные потери выключения существенно снижаются в сравнении с режимом жесткой коммутации [7] и могут практически отсутствовать [8]. В этом случае коммутационные потери принудительного включения можно ограничить на порядок и более в сравнении с потерями включения при жесткой коммутации соответствующим выбором величины индуктивности снаббера [9]. Суммарные коммутационные потери управляемых ключей АИТ, таким образом, могут быть радикально ограничены (быть пренебрежимо малыми в сравнении со статическими) - как это происходит в схемах резонансных и квазирезонансных преобразователей, но при отсутствии силовых колебательных цепей, обеспечивающих благоприятные режимы переключения.

Очевидный недостаток применения АИТ в качестве звена двухзвенного преобразователя – повышенные статические потери при использовании последовательного соединения IGBT и диода. Однако, несмотря на повышенные статические потери в ключах АИТ на основе IGBT, существенное ограничение динамических потерь позволяет повысить частоту преобразования и делает использование режима ZCS привлекательным [10].

Так как с ростом частоты преобразования в определенном частотном диапазоне потери в ключах АИТ в вышеописанных режимах определяются лишь статическими и мало зависят от частоты, а в ключах АИН – увеличиваются с ростом частоты (очевидно, статические потери в ключах АИТ выше, чем в ключах АИН при использовании таких же IGBT), будет существовать такая частота переключений, выше которой суммарные статические и динамические потери снабберного выключения ключей АИН будут превышать статические потери ключей АИТ. Назовем такую частоту «критической»  $f_{kr}$ . Величина  $f_{kr}$  дает границу частоты преобразования, выше которой целесообразно использование АИТ в качестве первичного звена DC/DC конвертора.

Целью данной работы является оценка величины «критической» частоты преобразования для преобразователей с использованием IGBT производства ряда ведущих производителей приборов – Semikron, ABB, WESTCODE, Infineon, Mitsubishi.

Принцип оценки «критической» частоты. Пусть силовой коммутатор первичного звена DC/DC конвертора выполнен на основе АИН со следующими особенностями:

• на входе АИН установлен идеальный емкостной фильтр;

• силовой ключ АИН представляет собой параллельное соединение двух однотипных IGBT с обратными диодами, схема силового коммутатора АИН – полумостовая;

• ток единичного прибора представляет собой импульсы прямоугольной формы амплитудой *I*<sub>cnom</sub>: величина коммутируемого тока совпадает с величиной классификационного (номинального) тока прибора *I*<sub>cnom</sub>;

• режимы коммутации транзисторов: включение – естественное (ZVS), выключение – принудительное снабберное, коммутационные потери включения от-сутствуют;

• интервалы коммутации ключей пренебрежимо малы в сравнении с длительностью полупериода;

• коэффициент заполнения  $\tau$  импульса тока ключа АИН равен 0,5 (на самом деле величина  $\tau$  несколько меньше величины 0,5, поскольку имеется временной интервал перезаряда снабберных конденсаторов). Таким образом, считаем, что входной ток АИН постоянен и равен току  $I_{cnom}$ ;

• величина коммутируемого напряжения (т.е. входного напряжения АИН) совпадает с величиной коммутируемого напряжения IGBT при жесткой коммутации, указанного в справочных данных транзистора и для которого приведена величина *E*<sub>off</sub> энергии выключения при такой коммутации (как правило, это напряжение равно половине номинального напряжения IGBT);

• снабберные конденсаторы имеют такую емкость, что при коммутации тока  $I_{cnom}$  энергия выключения одного IGBT составляет половину от величины  $E_{off}$ .

Для первичного звена DC/DC конвертора на основе АИТ:

• силовой коммутатор выполнен по мостовой схеме, в нем установлены IGBT с последовательным диодом; последний имеет те же характеристики, что и обратный диод транзистора АИН;

• входной ток идеально сглажен, а его величина совпадает с классификационным (номинальным) то-

ком прибора *I<sub>cnom</sub>*, ток прибора представляет собой импульсы прямоугольной формы амплитудой *I<sub>cnom</sub>*;

• режимы коммутации транзисторов: выключение – естественное (ZCS), включение – принудительное снабберное, коммутационные потери как включения, так и отключения отсутствуют;

• интервалы коммутации ключей пренебрежимо малы в сравнении с длительностью полупериода;

 коэффициент заполнения импульса тока ключа АИТ τ равен 0,5 (на самом деле величина τ несколько превышает величину 0,5 для того, чтобы на интервале коммутации не прерывать при помощи управления ток выключающегося ключа);

• величина коммутируемого напряжения (т.е. входного напряжения АИТ) совпадает с величиной коммутируемого напряжения IGBT при жесткой коммутации, указанного в справочных данных и для которого приведена величина *E*<sub>off</sub> энергии выключения при такой коммутации при номинальном токе (как правило, это напряжение равно половине номинального напряжения IGBT).

Таким образом, считаем, что количество IGBT в схемах АИН и АИТ одинаково (равно четырем), приборы идентичны, коммутируют одинаковые токи (равные по величине  $I_{cnom}$ ) и напряжения (равные половине номинальной величины). Также считаем, что температура кристаллов (переходов) приборов совпадает с температурой, для которой в справочных данных указаны величины падений напряжений  $V_{CEsat}$  на IGBT, на диоде  $V_F$  (при номинальном токе) и энергии выключения  $E_{off}$  при жёсткой коммутации (как правило, 125 °C).

Статические потери в одном IGBT для ключей АИН *P*<sub>st(VSI)</sub> составят величину

$$P_{st(VSI)} = I_{cnom} \cdot V_{CEsat} \cdot \tau = (I_{cnom} \cdot V_{CEsat})/2.$$
(1)

Примем, в соответствии с положениями предыдущего раздела, что динамические потери выключения в режиме снабберной коммутации ключей АИН  $P_{off(VSI)}$  составляют половину от динамических потерь выключения в режиме жесткой коммутации:

$$P_{off(VSI)} = (E_{off}f)/2,$$
 (2) где  $f$  – частота переключений.

Статические потери в одном IGBT для ключей АИТ *P*<sub>st/CSI</sub>, составят величину

$$P_{st(CSI)} = I_{cnom} \cdot V_{CEsat} \cdot \tau = (I_{cnom} \cdot V_{CEsat})/2.$$
(3)

Статические потери в одном последовательном диоде для ключей АИТ  $P_{VD(CSI)}$  составят величину

$$P_{VD(CSI)} = I_{cnom} \cdot V_F \cdot \tau = (I_{cnom} \cdot V_F)/2.$$
(4)

Для «критической» частоты  $f_{kr}$ , приравнивая сумму статических и динамических потерь IGBT АИН и сумму статических потерь IGBT и последовательного диода АИТ, получим

$$P_{st(VSI)} + P_{off(VSI)} = P_{st(CSI)} + P_{VD(CSI)},$$

 $(I_{cnom} \cdot V_{CEsat})/2 + (E_{off} f_{kr})/2 = (I_{cnom} \cdot V_{CEsat})/2 + (I_{cnom} \cdot V_F)/2.$  (5) Из последнего равенства (5) найдем оценку для «критической» частоты  $f_{kr}$ :

$$f_{kr} = V_{F} \cdot (I_{cnom} / E_{off}) \tag{6}$$

Таблица 1

Произво- дитель	Номинальное напряжение, В	Технология	Кол-во приборов в группе, рабочая температура пе- рехода	<i>V<sub>F</sub></i> , В (усред- ненное)	( <i>E<sub>off</sub>/I<sub>nom</sub></i> ), мДж/А (усред-ненное по группе значение)	<i>fkr</i> , Гц (усред- ненное по группе значение)
	600	IGBT3 (Trench)	14, $T_j = 150^{\circ}$ C	1,41	0,0456	32634
		NPT IGBT (Standard)	8, <i>T<sub>j</sub></i> =125°C	1,44	0,0321	46114
		NPT IGBT (Ultrafast)	3, <i>T<sub>j</sub></i> =125°C	1,23	0,0179	83627
	650	IGBT3 (Trench)	3, <i>T<sub>j</sub></i> =150°C	1,47	0,0354	41506
u		IGBT4 (Trench)	2, <i>T<sub>j</sub></i> =150°C	1,35	0,0705	19152
nikr		IGBT3 (Trench)	7, <i>T<sub>j</sub></i> =125°C	1,6	0,1453	11047
Ser	1200	IGBT4 (Trench)	17, <i>T<sub>j</sub></i> =150°C	2,2	0,1076	20855
		NPT IGBT (Ultrafast)	8, <i>T<sub>j</sub></i> =125°C	2,16	0,1108	20038
		IGBT3 (Trench)	10, <i>T<sub>j</sub></i> =125°C	1,6	0,3872	4142
	1700	IGBT4 (Trench)	10, <i>T<sub>j</sub></i> =150°C	2,13	0,4086	5217
		NPT IGBT (Standard)	5, <i>T<sub>j</sub></i> =125°C	1,94	0,2987	6561
		IGBT4	4, <i>T<sub>j</sub></i> =125°C	1,8	0,1519	12166
	1200	IGBT3	3, <i>T<sub>j</sub></i> =125°C	2,27	0,1576	14372
	1200	IGBT4 Fast (IHM B)	3, <i>T<sub>j</sub></i> =125°C	1,75	0,1669	10586
ų		IGBT4 Standard (IHM B)	5, <i>T<sub>j</sub></i> =125°C	1,75	0,2318	7562
inec	1700	IGBT4 Standard (IHM B)	6, <i>T<sub>j</sub></i> =125°C	1,65	0,3596	4602
Ini	3300	IGBT2 Standard (IHV A)	4, <i>T<sub>j</sub></i> =125°C	2,8	1,2729	2200
		IGBT3 Standard (IHV A)	4, <i>T<sub>j</sub></i> =125°C	2,58	1,5521	1660
	4500	IGBT3 (IHV B)	3, <i>T<sub>j</sub></i> =125°C	2,5	4,4167	568
	6500	IGBT3 Standard (IHV A)	5, <i>T<sub>j</sub></i> =125°C	2,95	5,6183	560
	1700		6, <i>T<sub>j</sub></i> =125°C	1,75	0,3740	4830
	2500		1, <i>T<sub>j</sub></i> =125°C	1,95	1,4667	1330
ABB	3300	5SN	6, <i>T<sub>j</sub></i> =125°C	2,28	1,7107	1341
1	4500		4, <i>Tj</i> =125°C	3,46	4,5716	761
	6500		3, <i>T<sub>j</sub></i> =125°C	3,4	6,4556	536
<u>ل</u> س	2500		3, <i>T<sub>j</sub></i> =125°C	2,27	1,6944	1336
TES]	4500		6, <i>T<sub>j</sub></i> =125°C	3,66	4,8703	761
₩0	6500		2, <i>T<sub>j</sub></i> =125°C	3.43	5,9767	575
	1700	IGBT Modules S series	7, <i>T<sub>j</sub></i> =150°C	2,77	0,27	10293
subishi	2500	HVIGBT Modules/ H series	4, <i>T<sub>j</sub></i> =125°C	2,61	1,0208	2571
	3300	HVIGBT Modules/ H series	5, <i>T<sub>j</sub></i> =125°C	2,8	1,2725	2200
	3300	HVIGBT Modules/ R series	2, <i>T<sub>j</sub></i> =125°C	2,3	1,6417	1400
Mit	4500	HVIGBT Modules/ H series	3, <i>T<sub>j</sub></i> =125°C	3,6	2,9722	1212
	4500	HVIGBT Modules/ R series	2, <i>T<sub>j</sub></i> =125°C	2,8	3,1979	875
	6500	HVIGBT Modules/ H series	3, <i>T<sub>j</sub></i> =125°C	3,73	6,6389	564

Усредненные значения величин V<sub>F</sub> и f<sub>kr</sub> для IGBT различных производителей, предельных напряжений и технологий

«Критические» частоты преобразователей с IGBT различных производителей. В данной работе дается оценка величины «критической» частоты для приборов таких производителей: Semikron, ABB, Westcode, Infineon, Mitsubishi. Для каждого производителя на основании информации, доступной на сайте производителя, были выбраны приборы (IGBT модули), содержащие в корпусе либо лишь собственно IGBT с обратным диодом, либо инверторную стойку (два последовательно соединенных IGBT с обратным диодом каждый). Для таких приборов для ключей разных классов напряжений, номинальных токов и технологий определялись величины  $V_F$  падения напряжения на диоде при номинальном токе (при указанной в справочных данных величине рабочей температуры перехода, как правило, 125 °C), и энергии выключения  $E_{off}$  в режиме жесткой коммутации при величине коммутируемого тока, равной номинальному при рекомендованной величине коммутируемого напряжения (равной половине предельно допустимого, т.е. номинального напряжения) также при указанной в справочных данных величине рабочей температуры перехода (как правило, 125 °C). Всего были проанализированы данные для 180 приборов. В результате анализа выявлено, что для группы приборов того же производителя, одинаковой технологии и номинального напряжения значения величин ( $I_{cnom}/E_{off}$ ) (см. выражение (5)) для различных значений  $I_{cnom}$  практически совпадают. Мало отличаются в группе и величины  $V_F$ .

Для приборов разных значений I<sub>спот</sub> в каждой группе производилось вычисление «критической» частоты  $f_{kr}$  по выражению (5). Значения  $f_{kr}$  в группе практически совпадают. Усредненные значения величин  $V_F$  ,  $(I_{cnom}/E_{off})$  и  $f_{kr}$  для соответствующих групп представлены в табл. 1. Из данных табл. 1 можно видеть, что значения «критических» частот преобразования, выше которых для DC/DC конверторов первичное звено целесообразно выполнять на основе не АИН, а АИТ с использованием режима выключения ключей ZCS и снабберного индуктивного включения, для ключей на основе IGBT с предельным напряжением 600 – 650 В, лежат в диапазоне 30 – 80 кГц, для предельных напряжений 1200 В – 10 – 20 кГц, для напряжений 1700 В – 4 – 5 кГц, для напряжений 2500 В – 1,3 – 2,5 кГц, для напряжений 3300 B - 1,3 - 2,2 кГц, для напряжений 4500 B - 0,7 - 1,2 кГц, а для напряжений 6500 В - около 560 Гц. По видимому, исходя из критерия минимизации потерь мощности в ключах силового коммутатора первичного звена DC/DC конверторов, при использовании в качестве ключей первичного звена IGBT с предельным напряжением до 1200 В включительно, выполнение силового коммутатора по схеме АИН предпочтительнее. При использовании в качестве ключей первичного звена IGBT (с последовательным диодом с теми же характеристиками, что и у обратного диода в IGBT модуле в АИН) с предельными напряжениями свыше (1700 – 2500 В), согласно критерию минимизации потерь мощности в ключах силового коммутатора первичного звена, выполнение силового коммутатора первичного звена по схеме АИТ становится привлекательным, поскольку может обеспечить достаточно высокое значение частоты преобразования – единицы килогерц.

#### Выводы.

1. Для DC/DC конверторов с однократной модуляцией, одна из коммутаций на периоде преобразования в первичном звене которых производится в режиме ZVS, а другая коммутация – снабберная емкостная (звено – АИН на основе IGBT с обратным диодом) либо одна из коммутаций на периоде преобразования в первичном звене производится в режиме ZCS, а другая коммутация – снабберная индуктивная (звено – АИТ на основе IGBT с обратным диодом) введено понятие «критической» частоты.

2. Для частот преобразования выше «критической» суммарные статические и динамические потери выключения ключей АИН (последние из-за эффекта хвоста тока можно лишь ограничить, но не устранить) превышают суммарные статические потери (в IGBT и последовательном диоде) ключей АИТ. 3. Для силовых ключей на основе IGBT различных технологий и предельных напряжений ряда производителей дана оценка величин «критических» частот.

4. Для DC/DC конверторов с ключами на основе IGBT при предельных напряжениях ключей свыше 1700 – 2500 В, выполнение силового коммутатора по схеме АИТ становится привлекательным, поскольку позволяет обеспечить достаточно высокое значение частоты преобразования – единицы килогерц.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

*I.* X. Zhang, H. S. Chung, X. Ruan and A. Ioinovici. «A ZCS Full-Bridge Converter Without Voltage Overstress on the Switches» IEEE Transactions On Power Electronics, vol. 25, no. 3, March, 2010, pp. 686-698. doi: 10.1109/TPEL.2009.2035124.

2. Naayagi, R.T.; Shuttleworth, R.; Forsyth, A1.; «Investigating the effect of snubber capacitor on high power IGBT tumoff,» 1st International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES), 2011, pp. 50-55, Jan. 2011. doi: 10.1109/ICEES.2011.5725301.

**3.** Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи.: семейства, характеристики, применение. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Изд. Дом Додэка-XXI, 2005. – 384 с.

**4.** Blinov, A.;, Zamaruev, V.; Vinnikov, D.; Husev, O. «Experimental Verification of DC/DC Converter with Full-Bridge Active Rectifier» /IECON 2012 – 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society , pp. 5179-5184, 25-28 Oct. 2012. doi: 10.1109/IECON.2012.6389549.

**5.** Fujii, K.; Koellensperger, P.; De Doncker, R.W.; «Characterization and Comparison of High Blocking Voltage IGBTs and IEGTs Under Hard-and Soft-Switching Conditions», IEEE Transactions on Power Electronics, vol.23, no.1, pp.172-179, Jan. 2008. doi: 10.1109/TPEL.2007.911771.

6. Ивахно В.В., Замаруев В.В., Стысло Б.А. О возможности снижения динамических потерь в двухзвенном преобразователе пос-тоянного напряжения с разделенной коммутацией / Проблеми сучасної електротехніки – 2014, XIII Міжнародна науково-технічна конференція, 2-6 червня, 2014 Київ, Україна: Технічна електродинаміка. Інститут електродинаміки Національної академії наук України № 4, 2014 (июль/август) С. 84 – 86

7. A. Mousavi, G Moschopoulos, «A New ZCS-PWM Full-Bridge Dc-Dc Converter with Simple Auxiliary Circuits». IEEE Transactions on Power Electronics, no.3, 2014, pp. 1321-1330. doi: 10.1109/TPEL.2013.2259847.

8. Yong P. Li, Fred C. Lee, and Dushan Boroyevich. IGBT Device Application Aspects for 50-kW Zero-Current-Transition Inverters IEEE transactions on industry applications, vol. 40, no. 4, july/august 2004, pp. 1039-1048. doi:

10.1109/TIA.2004.830742.

9. Руководство Семикрон 2000 г. стр. 246 - 252. http://www.gaw.ru/html.cgi/txt/doc/transistor/igbt\_semi/index.ht m, 3\_8\_3\_3-3\_9\_11.pdf.

*10.* A. Mousavi, P. Das, and G. Moschopoulos.«A Comparative Study of a New ZCS DC–DC Full-Bridge Boost Converter With a ZVS Active-Clamp Converter. IEEE transactions on power electronics, vol. 27, no. 3, March 2012. pp 1347-1358. doi: **10.1109/TPEL.2011.2118233.** 

#### REFERENCES

*I.* X. Zhang, . H. S. Chung, X. Ruan and A. Ioinovici. «A ZCS Full-Bridge Converter Without Voltage Overstress on the Switches» *IEEE Transactions On Power Electronics*, vol. 25, no. 3, March 2010, pp. 686-698 doi: 10.1109/TPEL.2009.2035124.

2. Naayagi, R.T.; Shuttleworth, R.; Forsyth, A1.; «Investigating the effect of snubber capacitor on high power IGBT tumoff» 1st International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES), 2011, 50-55, 2011. pp. Jan. doi: 10.1109/ICEES.2011.5725301.

3. Voronin P.A. Power Semiconductor switches: families, characteristics, the usages. Ed. 2nd, Revised. and additional. -*M.: Dodeka-XXI*, 2005. – 384 p.

4. Blinov, A.;, Zamaruev, V.; Vinnikov, D.; Husev, O. «Experimental Verification of DC/DC Converter with Full-Bridge Active Rectifier». IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp.5179-5184, 25-28 Oct. 2012 doi: 10.1109/IECON.2012.6389549.

5. Fujii, K.; Koellensperger, P.; De Doncker, R.W.; «Characterization and Comparison of High Blocking Voltage IGBTs and IEGTs Under Hard-and Soft-Switching Conditions», IEEE Transactions on Power Electronics, vol.23, no.1, pp.172-179, Jan. 2008. doi: 10.1109/TPEL.2007.911771.

6. Ivakhno V.V., Zamaruiev V.V., Styslo B.A. On the possibility of reducing dynamic losses in the two-tier DC converter with the divided switching / Problems of modern electrical engineering – 2014, XIII International Scientific Conference, 2-6 June, 2014 Kyiv, Ukraine: Tehnichna Elektrodynamika № 4, 2014 (July/August) pp. 84-86.

7. A. Mousavi, G Moschopoulos, «A New ZCS-PWM Full-Bridge DC-DC Converter with Simple Auxiliary Circuits». IEEE Transactions on Power Electronics, no.3, 2014, pp. 1321-1330. doi: 10.1109/TPEL.2013.2259847.

8. Yong P. Li, Fred C. Lee, and Dushan Boroyevich, «IGBT Device Application Aspects for 50-kW Zero-Current-Transition Inverters» IEEE Transactions On Industry Applications, vol. 40, no. 4, July/August 2004, p.p. 1039-1048. doi: 10.1109/TIA.2004.830742.

9. Manual Semikron 2000 г. стр. 246 - 252. Available at http://www.gaw.ru/html.cgi/txt/doc/transistor/igbt\_semi/index.ht m, 3 8 3 3-3 9 11.pdf.

10. A Mousavi, P. Das, and G. Moschopoulos. «A Comparative Study of a New ZCS DC-DC Full-Bridge Boost Converter With a ZVS Active-Clamp Converter». IEEE Transactions On Power Electronics, vol. 27, no. 3, March 2012. pp. 1347-1358. doi: 10.1109/TPEL.2011.2118233.

Поступила (received) 21.01.2015

Ивахно Владимир Викторович<sup>1</sup>, к.т.н., доц., Замаруев Владимир Васильевич<sup>1</sup>, к.т.н., доц., Стысло Богдан Александрович<sup>1</sup>, аспирант,

Ясько Алексей Сергеевич<sup>1</sup>, магистрант, <sup>1</sup> Национальный технический университет

«Харьковский политехнический институт»

61002, Харьков, ул. Кирпичева, 21,

тел/phone +38 057 7076044, e-mail: v-ivakhno@ukr.net, vvz1@ukr.net, bohdanstyslo@gmail.com, lefarf.fan@ukr.net V.V. Ivakhno<sup>1</sup>, V.V. Zamarujev<sup>1</sup>, B.A. Styslo<sup>1</sup>, A.S. Jas'ko<sup>1</sup>

<sup>1</sup>National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,

21, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

#### About the «critical» conversion frequency for two-stage DC/DC converters with stage based on current source inverter.

Purpose. For two-stage DC/DC converters with stage based on voltage source inverter (VSI) and two-stage DC/DC converters with stage based on current source inverter (CSI) the concept of the «critical» frequency was introduced. As VSI's power switches the Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBT) is used, its turn-on switching occur under Zero Voltage Switching (ZVS) and its turnoff switching occur by using the snubber capacitors. As CSI's power switches the IGBT with series diode is used, its turn-off switching occur under Zero Current Switching (ZCS) and its turnon switching occur by using the snubber reactor. For VSI's power switches, the power loss in IGBT is determined by the IGBT conduction losses and turn-off losses. Due to the effect of the tail current the IGBT turn-off losses under capacitance snubber switching can be reduced by about half compared to the turn-off losses under hard switching, therefore losses will increase with increasing frequency. For CSI's power switches, the power loss in IGBT and series diode is determined by only the IGBT and series diode conduction losses. To conversion frequencies above the «critical» the total conduction and turn-off losses under capacitance snubber switching in VSI switches exceed the total conduction losses in CSI switches (IGBT and series diode) (switching losses in CSI switches is negligible). The purpose of article is to evaluate values of «critical» frequency for DC/DC converters with IGBT of different vendors and different collector-emitter stress voltage. Methodology. When evaluating loss the data sheets for 180 IGBT modules Semikron, ABB, Westcode, Infineon, Mitsubishi were used. It was assumed that the nominal currents are switched, switched voltage equal to half of the collector-emitter stress voltage, the voltage across the CSI's series diode is at operating temperature, the VSI switch turn-off energy is equal to half of the energy under hard switching and under operating temperature. Results. For devices with stress voltage 600 V a «critical» frequency have the range 30 - 80 kHz, with 1200 V - 10 - 20 kHz, with 1700 V - 4 - 5 kHz, with 2500 V - 1,3 - 2,5 kHz, with 3300 V - 1,3 - 2,2 kHz, with 4500 - 0,7 - 1,2 kHz and with 6500V - 560 Hz. Originality. For two-stage DC/DC converters with stage based on current source inverter with IGBT based power switches the approach to determining the appropriate frequency is offered. Practical value. It is proved that for two-stage DC / DC converters with the primary stage power switches based on IGBT, for values of power switches stress voltage more than 1700 - 2500 V, the use of CSI as the primary stage becomes attractive, because it allows to provide high enough value of conversion frequency units of kilohertz. References 10, table 1.

Key words: two-stage DC/DC converter, voltage source inverter, current source inverter, IGBT, conduction losses, switching losses, conversion frequency.
М.В. Кириченко, Р.В. Зайцев, Є.І. Сокол, Г.С. Хрипунов, Д.С. Прокопенко

## КОНЦЕПЦІЯ ГІБРИДНОГО ФОТОЕНЕРГЕТИЧНОГО МОДУЛЯ У СКЛАДІ ВИСОКОЕФЕКТИВНОЇ ФОТОЕЛЕКТРИЧНОЇ СТАНЦІЇ

Експериментально досліджено вплив робочої температури на ефективність кремнісвих фотоелектричних перетворювачів промислового виробництва. Показано, що зі зростанням робочої температури зниження коефіцієнта корисної дії становить 0,07%/<sup>O</sup>C, що істотно вище, ніж в приладових структурах європейського і вітчизняного виробництва і обумовлено нетрадиційним зниження густини струму короткого замикання. На основі експериментальних результатів запропоновано концепцію гібридного фотоенергетичного модуля, оснащеного дзеркальними концентратором сонячного випромінювання та системою охолодження фотоелектричних перетворювачів для комплектації високоефективної фотоелектричної станції. Концентратор сонячного випромінювання, забезпечує 1.7 кратне підвищення електричної потужності модуля, а система водяного охолодження дозволяє знизити рівноважну температуру модуля на 10 градусів і зменшити вдвічі втрати ККД від перегріву. Реалізація пропонованої концепції дозволить зменшити кількість модулів необхідних для комплектації фотоелектричної станції заданої потужності. Бібл. 10, табл. 1, рис. 7. Ключові слова: фотоелектричні перетворювачі на основі кристалічного кремнію, робоча температура, коефіцієнт корисної дії, вихідні параметри, світлові діодні характеристики.

Экспериментально исследовано влияние рабочей температуры на эффективность кремниевых фотоэлектрических преобразователей промышленного производства. Показано, что с ростом рабочей температуры снижение коэффициента полезного действия составляет 0,07% <sup>О</sup>С, что существенно выше, чем в приборных структурах европейского и отечественного производства и обусловлено нетрадиционным снижением плотности тока короткого замыкания. На основе экспериментальных результатов предложена концепция гибридного фотоэнергетического модуля, оснащенного зеркальным концентратором солнечного излучения и системой охлаждения фотоэлектрических преобразователей для комплектации высокоэффективной фотоэлектрической станции. Концентратор солнечного излучения, обеспечивает 1.7 кратное повышение электрической мощности модуля, а система водяного охлаждения позволяет снизить равновесную температуру модуля на 10 градусов и уменьшить вдвое потери КПД от перегрева. Реализация предложенной концепции позволит уменьшить количество модулей необходимых для комплектации фотоэлектрической станции заданной мощности. Библ. 10, табл. 1, рис. 7.

Ключевые слова: фотоэлектрические преобразователи на основе кристаллического кремния, рабочая температура, коэффициент полезного действия, выходные параметры, световые диодные характеристики.

Вступ. В даний час в результаті підвищення коефіцієнта корисної дії (ККД) промислових зразків монокристалічних кремнієвих фотоелектричних перетворювачів (Si-ФЕП) до 17-18 % при істотному зниженні їх вартості китайські виробники стали найбільшими імпортерами фотоелектричної продукції в світі [1]. Значна частина підприємств, що займаються промисловим випуском фотоелектричних модулів, в якості вихідних фотоелектричних перетворювачів використовує ФЕП китайського виробництва. Крім того, найбільший сегмент ринку імпортних фотоелектричних модулів також займають вироби китайських виробників. При продажу ФЕП китайські виробники, крім ККД, вказують і вихідні параметри, серед яких напруга холостого ходу, густина струму короткого замикання, фактор заповнення світлової ВАХ які вимірюються при кімнатній температурі 25 °С.

Однак в процесі експлуатації *Si*-ФЕП відповідно до величини ККД тільки незначна частина сонячної енергії використовується для вироблення електричної енергії. Велика частина сонячного випромінювання перетворюється в приладових структурах в тепло. Це призводить до підвищення робочої температури *Si*-ФЕП, що призводить до зниження їх ефективності. У значній кількості робіт проаналізовано вплив температури на ефективність монокристалічних *Si*-ФЕП, які виготовлялися в Європейських країнах і Росії (див., наприклад, в [2-4]). При цьому були встановлені фізичні механізми, що призводять до зниження ККД. У той же час аналогічні дослідження *Si*-ФЕП китайського виробництва за рідкісним винятком не проводяться [5].

Популярним в даний час варіантом підвищення потужності фотоелектричної станції є обладнання фотоенергетичних модулів (ФЕМ) системою слабкої концентрації сонячного випромінювання. Використання слабоконцентрованого випромінювання представляється економічно виправданим, оскільки оснащення ФЕМ концентраторами типу одно- або двосторонній плоский фоклін, як це показано на рис. 1, зі ступенем концентрації 2, що є оптимальним для ФЕП звичайної конструкції на основі монокристалічного кремнію дозволяє в два рази зменшити кількість використовуваних ФЕП, скоротивши таким чином витрати напівпровідникового матеріалу.



Рис. 1. Приклад ФЕМ модуля, обладнаного односторонньою системою слабкої концентрації сонячного випромінювання

© Зайцев Р.В., Кириченко М.В., Сокол Є.І., Хрипунов Г.С., Прокопенко

Разом з тим попередні розрахунки теплових параметрів ФЕМ, оснащеного концентратором, показують, що без системи охолодження використання подібного слабоконцентрованого випромінювання призводить до підвищення рівноважної температури ФЕП у складі ФЕМ до 55 °С, близької до граничної робочої температури ФЕП.

Постановка задачі. Таким чином, дослідження впливу температури на ефективність фотоелектричних процесів в промислових зразках *Si*-ФЕП китайського виробництва слід вважати актуальним науководослідницьким завданням, що має велике практичне значення.

На першому етапі проводилися експериментальні дослідження впливу температури на вихідні параметри і світлові діодні характеристики промислових зразків кремнієвих фотоелектричних перетворювачів китайського виробництва

На другому етапі проводився аналіз фізичних механізмів впливу температури на вихідні параметри і світлові діодні характеристики промислових зразків кремнієвих фотоелектричних перетворювачів китайського виробництва.

На основі отриманих даних на третьому етапі здійснювалася розробка концепції гібридного фотоелектричного модуля.

Методика проведення експерименту. Вимірювання струму короткого замикання ( $I_{SC}$ ), напруги холостого ходу ( $U_{OC}$ ), робочої ( $I_W$ ) та максимальної ( $P_{MAX}$ ) електричної потужності, коефіцієнту корисної дії (ККД) та світлових діодних параметрів густина діодного струму насичення ( $J_0$ ), коефіцієнт ідеальності діода (A), послідовний опір ( $R_S$ ) і шунтувальний опір ( $R_{SH}$ ) типових промислових зразків Si-ФЕП китайського виробництва проводилися при потужності сонячного випромінювання 1000 Вт/м<sup>2</sup>. Вимірювання зазначених величин проводилося методом навантажувальної світлової вольт-амперної характеристики з застосуванням розробленого і виготовленого стенду, блок-схему якого наведено на рис. 2,a.



Рис. 2. Блок-схема (а) та зовнішній вигляд (б) стенду для дослідження *Si*-ФЕП

Стенд для проведення досліджень ФЕМ включає в себе: світлодіодний освітлювач (рис. 2,б) з мікроконтролерним управлінням (1), досліджуваний Si-ФЕП (2), магазин активних опорів, що має шість декад з опорами відповідної величини, що дозволяє прецизійно варіювати величину R<sub>H</sub> при вимірюванні навантажувальних ВАХ Si-ФЕП в діапазоні  $0.01 \le R_H \le$ 1000 Ом (3) і цифровий мультиметр Mastech MS8226 DMM, призначений для реєстрації експериментальних даних (5). Досягнення необхідної робочої температури досліджуваних Si-ФЕП досягалося шляхом обдування їх повітрям відповідної температури. Визначення вихідних параметрів і світлових діодних характеристик Si-ФЕП здійснювалось з використанням розробленої програми аналітичної обробки, заснованої на апроксимації експериментальних світлових вольт-амперних характеристик (BAX) теоретичним виразом з [6].

Результати та їх обговорення.

1. Експериментальні дослідження впливу температури на вихідні параметри і світлові діодні характеристики промислових зразків кремнієвих фотоелектричних перетворювачів китайського виробництва.

Для дослідження були обрані монокристалічні *Si*-ФЕП китайського виробництва з характерними значеннями ККД, які відповідають мінімальним (позначені цифрою 1 на рис. 3-5), максимальним (цифра 3) і середнім (цифра 2) значенням для приладових структур, представлених на ринку. Для зразків при температурах від 0 °С до 50 °С були виміряні світлові ВАХ. В результаті подальшого аналітичного опрацювання виміряних світлових ВАХ були визначені вихідні параметри і світлові характеристики *Si*-ФЕП.

Аналіз показує, що із зростанням температури спостерігається практично лінійне зниження ККД всіх досліджених зразків (рис. 3).



При цьому коефіцієнт зниження, який описує відносну зміну ККД при зміні температури на один градус, становить 0,7%/°С. Для напруги холостого ходу і густини струму короткого замикання також спостерігається зниження їх величин при збільшенні робочої температури (рис. 4,a, $\delta$ ) фактор заповнення світлової ВАХ практично не змінюється з ростом температури.

Аналіз світових діодних характеристик показав, що зафіксоване зниження ККД обумовлено збільшен-

ням густини діодного струму насичення (рис. 5,*a*) і зниженням шунтувального опору (рис. 5, $\delta$ ).



Рис. 4. Вплив робочої температури на густину струму короткого замикання (а) і напругу холостого ходу (б) *Si*-ФЕП



Рис. 5. Вплив робочої температури на густину діодного струму насичення (а) та шунтувальний опір (б)

2. Аналіз фізичних механізмів впливу температури на вихідні параметри і світлові діодні характеристики промислових зразків кремнієвих фотоелектричних перетворювачів китайського виробництва.

Отримані експериментальні результати лише частково можуть бути прокоментовані в рамках традиційних уявлень про вплив температури на ефективність фотоелектричних процесів в Si-ФЕП, які в узагальнюючому вигляді викладені в [7]. Згідно з традиційними уявленнями, які відповідають експериментальним дослідженням Si-ФЕП при збільшенні температури дифузійна довжина нерівноважних носіїв в Si зростає. Це обумовлено тим, що коефіцієнт дифузії не змінюється або збільшується, а час життя неосновних носіїв зростає при підвищенні температури. Збільшення дифузійної довжини неосновних носіїв призводить до зростання густини струму короткого замикання при збільшенні температури. Однак цей ефект невеликий і становить близько 0,07%/°С. Зниження напруги холостого ходу значно перевищує збільшення густини струму короткого замикання і становить 0,4%/°С. Більш плавна форма світлової ВАХ при підвищених температурах призводить до зменшення фактора заповнення світлової ВАХ. Тому в цілому підвишення температури призводить до відносного зниження ККД 0,5%/°С.

Згідно з отриманими експериментальними даними фактично для ФЕП китайського виробництва відносне зниження ККД вище і становить 0,7%/°С. При цьому густина струму короткого замикання знижується, а фактор заповнення світлових ВАХ практично не змінюється.

Згідно з існуючим фізичним уявленням густина діодного струму насичення є найважливішою світловою діодною характеристикою, яка контролює зміну вихідних параметрів ФЕП при зміні робочої температури. Експоненціальне збільшення густини діодного струму насичення свідчить про те, що основним фізичним механізмом збільшення  $J_o$  є термічно активоване зростання концентрації носіїв заряду. Оскільки експериментальні залежності  $J_o(T)$  не лінеаризуються в координатах  $\ln J_o$ -1000/T, то зазначений вище механізм не є єдиним. Не його існування вказує зафіксоване експериментально нетрадиційне зниження щільності струму короткого замикання з ростом робочої температури.

Аналіз діодних характеристик показує, що аномально високе зниження ККД і нетрадиційне зменшення густини струму короткого замикання обумовлено експериментально зафіксованим зменшенням шунтувального опору. Струм по ділянках високої провідності знижує внесок фотоструму в струм короткого замикання і є додатковим фізичним механізмом, що знижує ККД.

#### 3. Розробка концепції гібридного фотоелектричного модуля.

Оскільки в ході досліджень було експериментально встановлено висока швидкість зниження ККД *Si*-ФЕП китайського виробництва, то це в процесі експлуатації нівелює їх досить високі вихідні параметри і обумовлює доцільність використання їх у складі фотоелектричного гібридного модуля (ФЕГМ), який представляє гібрид ФЕП і сонячного колектору і дозволяє за рахунок циркуляції теплоносія забезпечувати охолодження кремнієвої приладової структури. Залежно від необхідних технологічних вимог розроблено три основні режими роботи ФЕГМ [8]: забезпечення максимально ефективного вироблення електроенергії, забезпечення максимальної ефективності теплової енергії та забезпечення максимальної сумарної ефективності. В [9] розроблено конструкції, які для забезпечення максимальної електричної потужності забезпечують можливість відведення тепла від лицьової поверхні ФЕП в навколишнє середовище і від тильної сторони до контуру теплоносія. Основною особливістю конструкції модуля, який задовольняє даному режиму роботи, є відсутність повітряного прошарку між ФЕП і світлопрозорим покриттям. При цьому режимі роботи температура теплоносія в контурі повинна бути не більше 35 °С. Але оскільки підігріваєма модулем рідина має низьку температуру, то потрібно її подальший підігрів, що призводить до необхідності в додатковому устаткуванні. Так, наприклад, такий режим роботи ФЕГМ забезпечує комбінована система гарячого водопостачання, опалення та кондиціонування на основі теплового насоса і ФЕГМ [10].

У даній роботі для охолодження *Si*-ФЕП китайського виробництва пропонується більш проста і надійна конструкція гібридного фотоенергетичного модуля. Для реалізації системи охолодження за допомогою компаунда з теплопровідністю (1,04-1,44) Вт/(м·К) передбачається забезпечити тепловий контакт тильної поверхні фотоелектричного модуля з алюмінієвим абсорбером, до якого приварені алюмінієві трубки, по яких протікає теплоносій.

Пропонується приклеювання цим компаундом пластин алюмінієвого абсорбера з привареними трубками прямо до задньої поверхні фотоелектричного гібридного модуля, рис. 6.



Рис. 6. Загальний вигляд ФЕГМ модуля, оснащеного системою охолодження з тильного боку

Були розраховані перепади температур в шарах, що входять в конструкцію стандартного фотоелектричного модуля (рис. 7).



Рис. 7. Конструкція фотоелектричного гібридного модуля: 1 – скло; 2, 4 –плівка ЕВА для ламінування; 3 – кремнієвий ФЕП; 5 – захисний шар ПВХ; 6 – шар теплопровідного компаунда; 7 – абсорбер; 8 – теплоносій

При розрахунку передбачалося природне повітряне охолодження з фронтальної сторони і охолодження теплоносієм з боку тильної поверхні. Площа *Si*-ФЕП розміром 158 мм на 158 мм становила 0,02496 м<sup>2</sup>, поглинена ФЕП теплова енергія з урахуванням перетворення сонячної енергії в електричну енергію становить 24,96 Вт/м<sup>2</sup>. Були розраховані теплові опори  $R_t$  (K/Вт) і перепади температур  $\Delta T(K)$  на шарах, які складають конструкцію ФЕП. Результати розрахунків представлені в табл. 1

Таблиця 1 Розрахункові значення теплового опору *R<sub>t</sub>* (К/Вт) та перепад температур *ΔT*(*K*) на шарах, що входять в конструкцію фотоелектричного гібридного модуля

	*			
Шари	Тов-	Коефіцієнт	$R_t$ , K/BT	<i>∆T</i> , K
	щина	теплопро-		
	⊿, мм	відності λ,		
		<b>Вт/(м·К)</b>		
Скло	4	1,15	0,139	-3,48
EBA	0,5	0,33	0,0161	-1,52
ΦΕΠ	0,15	150	0	0
ПВХ	0,5	0,33	0,011	-1,52
EBA	0,5	0,19	0,105	-2,63
Компа-	0,25	1,28	0,008	-0,20
унд				
Al аб-	2	236	$3,4.10^{-4}$	-0,01
сорбер				

Щоб не витрачати електричну енергію, що виробляється модулем на примусову циркуляцію теплоносія, пропонується використовувати термосифонну систему з невеликим перегрівом (5-7) °С щодо навколишнього середовища. Тоді з урахуванням розрахованих перепадів температур в шарах фотоелектричного модуля його перегрів щодо навколишнього середовища зменшується до (10-12) °С, що дозволяє зменшити втрати ККД від перегріву більш ніж в два рази.

Як показує аналіз табл. 1. найбільший тепловий опір після обов'язкового верхнього скла має захисна плівка ПВХ. Заміна її на більш тонку ПЕТФ (поліетилентерефталат або лавсан), яка випускається товщиною (20-150) мкм і має близьке до ПВХ значення коефіцієнта теплопровідності  $\lambda = 0.24$  $BT/(M \cdot K)$  дозволить зменшити  $\Delta T$  в захисному шарі до (0,2-0,4) °К. Також можливо зменшити товщину шару ЕВА с 0,5 мм до 0,3 мм, що дозволить зменшити  $\Delta T$  в цьому шарі до 0,9 °К. В результаті цих заходів по зменшенню теплового опору системи можна домогтися перевищення температури ФЕП над температурою теплоносія менше 1,5 °С.

Крім теплообмінних блоків, що закріплюються безпосередньо на гібридному ФЕГМ, до складу системи охолодження входять також підвідний та відвідний колектори теплоносія, радіатор в якому охолоджується теплоносій, розширювальний бачок і сполучні шланги.

Колектори призначені для організації потоку теплоносія і здійснюють як розподіл єдиного потоку теплоносія, що надходить з радіатора, на шість потоків за числом теплообмінних блоків так і зворотне об'єднання потоків теплоносія на виході теплообмінних блоків для подачі в радіатор. Колектори можуть виконуватись зі стандартних водопровідних труб. Стиковка колекторів (рис. 6) з теплообмінними блоками для запобігання електрохімічної корозії і компенсації термічних напружень може виконуватись через перехідники у вигляді відрізків армованого ПВХ шлангу. Охолодження теплоносія, в якості якого може використовуватися вода або водний розчин етиленгліколю, здійснюється при його проходженні через радіатор трубчастої конструкції, що може виготовлятися зі сталевих труб. Трубчаста конструкція радіатора спрощує його виготовлення і забезпечує площу відводу тепла достатню для ефективного розсіювання тепла, відведеного від охолоджуваних ФЕГМ.

Оскільки контур системи охолодження - замкнутий, при зміні температури змінюється обсяг рідини і, щоб компенсувати зміни в обсягах, необхідно використовувати розширювальні баки. У запропонованій системі охолодження можливе використання стандартних мембранних розширювальних баків, розроблених для систем теплопостачання із застосуванням сонячних колекторів, що витримують максимальний тиск теплоносія до 10 атм, максимальну температуру теплоносія 70 °C та мають ємність від 30 до 40 л.

#### Висновки.

1. Дослідження впливу робочої температури на ефективність кремнієвих фотоелектричних перетворювачів китайського виробництва показано, що з ростом робочої температури зниження коефіцієнта корисної дії становить 0,07 %/°С, що в істотно вище, ніж в приладових структурах європейського і вітчизняного виробництва і обумовлено нетрадиційним зниження щільності струму короткого замикання.

2. Ідентифікована температурна залежність коефіцієнта корисної дії свідчить про доцільність використання фотоелектричних перетворювачів китайського виробництва в конструкції фотоелектричної теплової установки, яка разом з тепловим насосом входить до складу комбінованої системи гарячого водопостачання, опалення та кондиціонування.

3. На основі проведеного аналізу впливу робочої температури на ефективність роботи фотоелектричних перетворювачів, зроблено висновок про оптимальне конструктивно-технологічне рішення гібридного фотоелектричного модуля, основною особливістю якого є наявність теплообмінного блоку із алюмінієвим абсорбером, що приклеюється до тильної поверхні модуля, та термосифонний принцип циркуляції теплоносія, що дозволить вдвічі зменшити втрати ККД ФЕП від перегріву без зайвих витрат енергії.

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

*I.* Bye G., Ceccaroli B. Solar grade silicon: Technology status and industrial trends // Solar Energy Materials & Solar Cells. 2014. V. 130. P. 634–646.

2. Singh P., Ravindra N.M. Temperature dependence of solar cell performance–an analysis // Solar Energy Materials & Solar Cells. 2012. V. 101. P. 36–45.

3. Singh P, Singh S N, Lal M. Temperature dependence of I-V characteristics and performance parameters of silicon solar cell. // Solar Energy Materials & Solar Cells. 2008. V. 92. P. 1611–1616.

**4.** Radziemska E. Effect of temperature on dark current characteristics of silicon solar cells and diodes // International Journal Energy Res. 2006. V. 30. № 2. P. 127–134.

5. Cai W., Chao F., JinLong T., DeXiong L., SiFu H., ZhiGang X. The influence of environment temperatures on single crystalline and polycrystalline silicon solar cell performance // Physics, Mechanics & Astronomy. 2012. V. 55. № 2. P. 235-241.

**6.** Möller H.J. Semiconductors for solar cells. Boston: Artech House, 1993.

7. Афанасьев В.П., Теруков Е.И., Шерченко А.А. Тонкопленочные солнечные элемента на основе кремния. Изд-во СПбГЭТУ: ЛЭТИ.2012.

**8.** Харченко В.В., Никитин Б.А., Тихонов П.В. Выбор параметров фотоэлектрического теплового модуля // Возобновляемая и малая энергетика 2012: сб. труд. IX межд. ежегод. конф. М. 2012. С. 292-297.

**9.** Тихонов П. В. Обоснование параметров фотоэлектрического теплового модуля // Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальность 05.14.08 — энергоустановки на основе возобновляемых видов энергии. Москва. 2014. 142 с.

10. Тихонов П.В., Харченко В.В. Системы энергоснабжения на основе когенерационных фотоэлектрических и тепловых модулей и тепловых насосов // Труды 7-й межд. научнотехнич. конф. Часть 4: Возобновляемые источники энергии. Местные энергоресурсы. Экология. М: ГНУ ВИЭСХ. 2010. С. 275-279.

#### REFERENCES

*1.* Bye G., Ceccaroli B. Solar grade silicon: Technology status and industrial trends // Solar Energy Materials & Solar Cells. 2014. V. 130. P. 634–646.

**2.** Singh P., Ravindra N.M. Temperature dependence of solar cell performance—an analysis // Solar Energy Materials & Solar Cells. 2012. V. 101. P. 36–45.

3. Singh P, Singh S N, Lal M. Temperature dependence of I-V characteristics and performance parameters of silicon solar cell. // Solar Energy Materials & Solar Cells. 2008. V. 92. P. 1611–1616.

**4.** Radziemska E. Effect of temperature on dark current characteristics of silicon solar cells and diodes // International Journal Energy Res. 2006. V. 30. № 2. P. 127–134.

5. Cai W., Chao F., JinLong T., DeXiong L., SiFu H., ZhiGang X. The influence of environment temperatures on single crystalline and polycrystalline silicon solar cell performance // Physics, Mechanics & Astronomy. 2012. V. 55. № 2. P. 235–241.

6. Möller H.J. Semiconductors for solar cells. Boston: Artech House, 1993.

7. Afanasyev V.P., Terukov E.I., Sherchenko A.A. Tonkoplenocnie solnechnie elementy na osnove kremniya. Publ. SPbSETU: LETI.2012.

**8.** Kharchenko V.V., Nikitin B.A., Tichonov P.V. Vybor parametrov photoelektricheskogo teplovogo modulya // Vozobnovlyaemaya i malaya energetika 2012: Proc. of IX Intern. Annual Conf. M. 2012. P. 292-297.

**9.** Tichonov P.V. Obosnovanie parametrov photoelectricheskogo teplovogo modulya // Ph. D Thesis by speciality 05.14.08 – energoustanovki na osnove vozobnovlyaemych istochnikov energii. Moscow. 2014. 142 p.

10. Tichonov P.V., Kharchenko V.V. Systemy energosnabzheniya na osnove kogeneracionnych photoelektrycheskich b teplovych modulei i teplovych nasosov // Proceedings of 7-th Intern. Science-tecnic. Conf. Part 4: Renewable energy sources. Local energy resources. Ecology. M: SNU VIESH. 2010. P. 275-279.

Поступила (received) 01.07.2016

Кириченко Михайло Валерійович<sup>1</sup>, к.т.н., с.н.с., Зайцев Роман Валентинович<sup>1</sup>, к.т.н., доц., Сокол Євген Іванович<sup>1</sup>, д.т.н., проф., Хрипунов Генадій Семенович<sup>1</sup>, д.т.н., проф., Прокопенко Дмитро Сергійович<sup>1</sup>, магістрант, <sup>1</sup> Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», 61002, Харків, вул. Кирпичова, 21, тех/мюра +38.068.6140783 a mail: kirishapko my@amail.com

тел/phone +38 068 6140783, e-mail: kirichenko.mv@gmail.com

*M.V. Kyrychenko*<sup>1</sup>, *R.V. Zaitsev*<sup>1</sup>, *E.I. Sokol*<sup>1</sup>, *G.S. Khrypunov*<sup>1</sup>, *D.S. Prokopenko*<sup>1</sup>

National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», 21, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

Conception of hybrid photoenergy module

for the high-efficiency photovoltaic energy station.

**Purpose.** Study of temperature influence on the efficiency of photoelectric processes in industrial samples of Chinese production silicon solar cells production and development the concept of photoenergy hybrid module constructive solution. This article is inscribed to solving the problem of effectively cooling standard solar cells during its work at low concentrated solar radiation. **Methodology.** To solving the problem, we implemented three stages. On the first stage were carried out, experimental study the effect of temperature on the output and illuminated diode parameters of Chinese production silicon solar cells industrial samples. Based on this, the second stage is analysis of

the physical mechanisms of temperature influence on the output and illuminated diode parameters of Chinese production silicon solar cells industrial samples. On the third stage, we carry out the development the of hybrid photoenergy module concept. **Results.** In this article, we carried out the experimentally study of working temperature influence on silicon solar cells industrial production efficiency. It is shown that with increasing of working temperature the reduction of efficiency is  $0.07\%^{O}C$ , that is significantly higher than the diode structures of European and Ukrainian production due to unconventional reduce of short-circuit current density. Based on the experimental results, for high-efficiency photovoltaic energy station it has been proposed the concept of hybrid photoenergy module equipped with mirror concentrator of solar radiation and cooling system. Achieved results allow to a 1.7 fold increase of electrical power, produced by module, with reduce the equilibrium temperature of the module up to 10 degrees and halve the loss of efficiency of overheating. Originality. Novelty of proposed water cooling system can reduce equilibrium module temperature by 10 degrees and doubled reduce the efficiency loss from overheating. Practical value. Practical implementation of proposed conception will reduce the number of modules needed to equipment photovoltaic power station. References 10, tables 1, figures 7.

*Key words:* crystalline silicon solar cells, working temperature, efficiency, output parameters, illuminated diode parameters. О.П. Лазуренко, М.М. Кругол

# НОВИЙ ПІДХІД ДО КЛАСИФІКАЦІЇ ЕЛЕКТРОУСТАТКУВАННЯ ВЛАСНИХ ПОТРЕБ ТЕПЛОВИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ СТАНЦІЙ

У статті проводиться аналіз різних підходів до класифікації механізмів власних потреб теплових електричних станцій і зокрема ТЕЦ. Пропонується новий підхід до класифікації механізмів власних потреб ТЕЦ, заснований на впровадженні енергоефективних режимів роботи обладнання ТЕЦ. Механізми власних потреб утворюють групи у відповідності до режимів роботи основного устаткування ТЕЦ, яке визначає їх продуктивність і енергоефектівность ТЕЦ. Бібл. 5, рис. 6.

Ключові слова: теплоелектроцентраль (ТЕЦ), механізми власних потреб, групове регулювання продуктивності, втрати електричної енергії, частотний привод, вентилятори, конденсатні насоси, циркуляційні насоси, структура енергоспоживання, класифікаційні ознаки, моделювання режимів котлоагрегатів.

В статье проводится анализ различных подходов к классификации механизмов собственных нужд тепловых электрических станций и в частности ТЭЦ. Предлагается новый подход к классификации механизмов собственных нужд ТЭЦ, основанный на внедрении энергоэффективных режимов работы оборудования ТЭЦ. Механизмы собственных нужд образуют группы в соответствии с режимами работы основного оборудования ТЭЦ, которое определяет их производительность и энергоэффективность ТЭЦ. Библ. 5, рис. 6.

Ключевые слова: теплоэлектроцентраль (ТЭЦ), механизмы собственных нужд, групповое регулирование производительности, потери электрической энергии, частотный привод, вентиляторы, конденсаторные насосы, циркуляционные насосы, структура энергопотребления, классификационные признаки, моделирования режимов котлоагрегатов.

Вступ. При вирішенні задачі підвищення енергоефективності виробництва електричної та теплової енергії на теплових електричних станціях (ТЕС) і зокрема на теплоелектроцентралях (ТЕЦ) важливим моментом є встановлення кореляції між режимами роботи і споживанням енергії механізмами електричної станції. Для цього необхідно проводити чіткий і грунтовний аналіз обсягів енергоспоживання механізмами власних потреб ТЕС, режимів їх роботи, методів регулювання їх продуктивності, а для цього необхідно розподілити їх на відповідні групи, тобто визначити класифікаційні ознаки, які впливають на продуктивність на енергоефективність станції в цілому.

Постановка задачі. Прийнятим підходом до класифікації устаткування власних потреб ТЕС є його розподіл на основне та допоміжне [1]. Основне устаткування ТЕС – це устаткування, технологічний процес якого полягає у перетворенні хімічної енергії спалюваного палива в теплову та електричну енергію. Тобто це – паровий котел, водогрійний котел та турбіна. До допоміжного – автори відносять деаератори, насосне устаткування, тяго-дуттєві механізми і газоповітряний тракт котла, теплообмінні апарати.

Іншим підходом до класифікації устаткування власних потреб може стати розподіл його за групами за різними критеріями. Так наприклад, в [2] приводиться класифікація, за якою допоміжне устаткування ТЕС умовно розділене на декілька груп: механізми паливоподачі, вугілля-розмельні механізми, механізми котла, механізми теплової схеми та турбогенератора, механізми загально-станційних агрегатів.

Крім того, в [2] представлений розподіл механізмів власних потреб за робочими характеристиками агрегатів. В цій класифікації до першої групи механізмів відносяться вентилятори, насоси та димососи відцентрового типу. До другої групи відносяться вентилятори, насоси, димососи осьового типу та насоси діагонального типу. До третьої групи відносяться молоткові, шаро-барабанні млини та млинивентилятори. До четвертої групи відносяться двигунигенератори.

При впровадженні частотного приводу механізмів власних потреб або впровадженні групового регулювання продуктивності механізмів власних потреб [3] устаткування доцільно розділити на 3 групи:

• устаткування що може брати участь у груповому регулюванні продуктивності;

• устаткування, для якого можливе використання частотного приводу для регулювання продуктивності, але воно не може брати участь у груповому регулювання продуктивності;

• устаткування для якого використання частотного приводу неможливе.

Також можливий спосіб класифікації механізмів власних потреб, який часто використовується на практиці – це належність їх до технологічних ланцюгів. Даний підхід до класифікації устаткування власних потреб застосовується на Харківській ТЕЦ-3, що дало змогу спростити розрахунок витрат електричної енергії по основним цехам станції. Для цього все устаткування ТЕЦ було поділено на наступні групи:

• устаткування тяго-дуттєвої системи котла (вентилятори гарячого дуття, димососи);

• устаткування пікової водогрійної котельні (дуттєві вентилятори, насоси рециркуляції води);

• устаткування живильної лінії та конденсатні насоси (живильні насоси, конденсатні насоси, конденсатні насоси бойлерів);

• устаткування цеху хімічної підготовки води (насоси сирої води, насоси освітленої води, насоси пом'якшеної води та інші);

• устаткування теплових мереж (мережеві насоси, циркуляційні насоси);

• освітлення;

• інше устаткування (устаткування ремонтних цехів).

На рис. 1 та 2 представлені діаграми споживання електричної енергії групами електроустаткування Харківської ТЕЦ-3 в зимовий та літній період.







Рис. 2. Структура енергоспоживання по групам механізмів власних потреб в літній період на Харківській ТЕЦ-3

Але в даній класифікації не враховується те, що основні механізми цехів ТЕЦ можуть знаходитися територіально в одному цеху, а фактично, по режиму роботи, відноситися до іншої класифікаційної групи. Так наприклад, живильний насос знаходиться в турбінному цесі, а за режимом роботи та системою керування та оперативною належністю відноситься до устаткування котла.

Також при використанні даної класифікації не можливо правильно визначити скільки електричної енергії було витрачено на виконання однієї технологічної задачі (вироблення пари, перекачування мережевої води).

Тому для правильного вибору напрямків модернізації існуючих технологічних схем і устаткування ТЕС нагальним сьогодні є розробка нового підходу до класифікації електроустаткування власних потреб. Результати досліджень. Наразі авторами досліджується проблема підвищення коефіцієнту корисної дії теплових електроцентралей за рахунок впровадження енергоефективного способу групового регулювання продуктивності механізмів власних потреб теплових електричних станцій [4, 5]. Даний спосіб має свої особливості в залежності від властивостей та режимів роботи механізмів власних потреб:

• група механізмів має однакові або близькі механічні характеристики;

• група механізмів має асинхронний електропривод з однаковою живлячою напругою;

• режим роботи групи механізмів власних потреб залежить від роботи певного основного устаткування ТЕС;

• можливе впровадження частотно-регульованого привода механізмів власних потреб.

Тобто для устаткування Харківської ТЕЦ-3, яка досліджувалась авторами, можлива наступна класифікація механізмів власних потреб:

 механізми власних потреб, навантаження яких залежить від режиму котла (устаткування паливоподачі, тяго-дуттєвої системи котла, живильної лінії котла);

• механізми власних потреб, навантаження яких залежить від режиму роботи турбіни (конденсатні насоси турбіни та бойлерів, циркуляційні насоси конденсатора турбіни);

• механізми власних потреб, навантаження яких залежить від режиму теплових мереж (мережеві насоси, насос перевірки теплової мережі тиском);

 механізми власних потреб, навантаження яких залежить від режиму роботи пікової водогрійної котельної (димососи і вентилятори водогрійних котлів, насоси рециркуляції води);

• механізми власних потреб, навантаження яких залежить від режиму роботи станції в цілому (це устаткування цеху хімічного очищення води, шлаковидалення).

На рис. 3 та 4 показана структура енергоспоживання по групам власних потреб при цій класифікації у зимовий та літній період відповідно.

На прикладі механізмів власних потреб, режим яких залежить від режиму роботи котла, доведемо доцільність використання даного підходу до класифікації устаткування власних потреб.

Система керування котлом представлена на рис. 5. Режим роботи котла задається головним задатчиком режиму станції в системі автоматичного регулювання котла або оператором котла в ручному режимі.

Основними компонентами системи регулювання барабанного котлом, що працює на природному газі є:

• автоматика живлення котла (регулювання подачі води в барабан котла);

• автоматика горіння (регулювання подачі газу та повітря до горілок котлоагрегату);

• автоматика тяги (регулювання тяги в топці котла).











Рис. 5. Схема автоматичної системи управління при груповому регулюванні продуктивності механізмів власних потреб котлоагрегату

Для даного режиму роботи котла задається частота живильної напруги від перетворювачів частоти ПЧ1, ПЧ2 та ПЧ3, від яких живляться відповідно: група вентиляторів гарячого дуття, група димососів та живильний електронасос. На пристрої автоматики (процесів горіння, живлення та тяги) подається сигнал навантаження котла від системи автоматичного регулювання котлоагрегату та від датчиків котла (датчики витрат пари, тиску пари, витрат палива, тиску повітря перед горілкою та ін.). Основне регулювання продуктивності механізмів відбувається за допомогою частоти живильної напруги, а остаточне регулювання кожного з агрегатів відбувається класичним дроселюванням. При цьому таке регулювання відбувається при миттєвих змінах режиму роботи котла, на які не можуть миттєво відреагувати система керування перетворювачів частоти. У випадку коли два агрегати, які паралельно працюють з різним навантаженням, також застосовується додаткове регулювання шиберами або клапаном.

При моделюванні режиму роботи котлоагрегату «МАНН-ТЕМ» (паропродуктивністю 120 т/год, тиском пари в барабані котла – 80 кгс/см<sup>2</sup>, температурою пари – 490 °C) були отримані залежності споживання електричної енергії тяго-дуттєвими механізмами при живленні їх від системи з частотою напруги 50 Гц та від частотного перетворювача частоти, при різних навантаженнях котла. Данні залежності представленні на рис. 6.







Висновки. Правильна класифікація механізмів власних потреб повинна дати змогу полегшити аналіз витрат електричної енергії на власні потреби. Так при аналізі використання електричної енергії за групами механізмів власних потреб можна зробити висновок: для яких механізмів необхідно використовувати груповий або індивідуальний частотний привод, які механізми працюють з максимальним ККД та з найбільшими втратами електричної енергії. Це в свою чергу полегшить роботу планово-технічних відділів ТЕЦ, що займаються аналізом використання енергоресурсів впровадженням енергоефективних технологій. та Особливо це важливо враховувати приймаючи стратегію модернізації схем та існуючого обладнання і устаткування існуючих теплових станцій.

Впровадження групового частотного регулювання механізмів власних потреб ТЕЦ дасть змогу зменшити використання електричної енергії на власні потреби, що в свою чергу призведе до збільшення корисного відпуску електричної енергії в енергетичну систему, тобто зменшить собівартість виробництва електричної енергії при мінімальних капіталовкладеннях при модернізації ТЕС і ТЕЦ.

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

*I*. Г.К. Вороновський, В.М. Стенніков – Сучасна теплова електростанція (теплотехнічне обладнання та екологія)/ – Х.: Курсор, 2000. – 178 с.:ил.

2. В.Х. Георгиади – Поведение энергоблоков ТЭС при перерывах электроснабжения собственных нужд (часть 1) – М.: НТФ «Энергопрогресс», 2003. – 80с.;ил. [Библиотека электротехника, приложение к журналу «Энергетик»; Вып. 4(52)].

3. Л.Д. Рожкова, В.С. Козулин – Электрооборудование станций и подстанций – М.: Энергоатомиздат, 1987- 645 с.; ил.

4. А.П. Лазуренко, Н.М. Кругол – Анализ работы ТЭЦ по тепловому графику нагрузки в летний период // Вісник НТУ «ХПІ». Серія «Енергетика: надійність та енергоефективність» №59 (1032) 2013. – Харків.: НТУ «ХПІ».

5. А.П. Лазуренко, Н.М. Кругол – Исследование группового регулирования механизмами собственных нужд ТЭЦ для повышение КПД в летний период // Вісник НТУ «ХПІ». Серія «Енергетика: надійність та енергоефективність» №56 (1098) 2014 – Харків.: НТУ «ХПІ».

#### REFERENCES

1. Voronovskiy G.K., Stennikov V.M. Moderm Power Plant (Thermal equipment and ecology). Kharkiv, Kursor, 2000, 178 p. (Ukr).

2. Georiady V.H. – Thermal generating unit behavior under auxiliary power supply interruptions (part 1) (in Russian) (Rus) – Moscow, Energoprogres, 2003, 80 p.

3. Rogkova L.D., Kozulin V.S. – Electrical equipment of power plants and substations (in Russian). Moscow, Energoatomizdat, 1987, 645 p.

4. Lazurenko A.P., Krugol N.M. – Analysis of CHPP work with thermal power schedule in summer (in Russian). Bulletin of NTU «KhPI», 2013, no.59.

**5.** Lazurenko A.P., Krugol N.M. Study of group control by CHPP auxiliary equipment to enhance summer mode efficiency (in Russian). Bulletin of NTU «KhPI», 2014, no.56.

Поступила (received) 21.07.2016

Лазуренко Олександр Павлович<sup>1</sup>, к.т.н., проф., Кругол Микола Михайлович<sup>1</sup>, аспірант, <sup>1</sup> Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», 61002, Харків, вул. Кирпичова, 21, тел/phone +38 057 7076898, e-mail: LazurenkoAP@i.ua

#### O.P. Lazurenko<sup>1</sup>, M.M. Krugol<sup>1</sup>

<sup>1</sup> National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», 21, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

# A new approach to the classification of auxiliaries thermal power plant mechanisms.

Purpose. Analysis of power consumption by CHPP auxiliaries in summer under the plant operation in thermal mode. Classification of CHPP auxiliary equipment. Methodology. CHPP auxiliary equipment operation conditions are analyzed in this article. The auxiliaries are divided into groups. The basic criterion for classification is operation mode of the CHPP main equipment (boiler, turbine, heating network) which affects the auxiliaries operation. According to this principle, the grouped auxiliary mechanisms have similar mechanical characteristics and, therefore, can participate in group capacity control. Results. The new approach for CHPP auxiliary equipment classification simplifies analysis of the CHPP service consumption. The grouped mechanisms can be involved in group capacity control, i.e. they can be connected to the same frequency converter. The operation distinction can be compensated via finishing regulation of their capacity by throttling. The electricity consumption schedule under group capacity control of the boiler induceddraft and forced-flow fans is given in the article. It allows concluding that the described control method results in significant electricity saving. Originality. A new approach to CHPP auxiliary equipment classification is introduced in the article. The approach allows grouping the auxiliaries similar in operation conditions on the basis of their operation analysis. Practical value. The method of group capacity control is more economical because its implementation requires lower capital investment versus individual controllers. The group capacity control implementation in CHPP working in variable-load conditions will result in net generation increase. References 5, figures 6.

Key words: combined heat and power plant (CHPP), main equipment of the CHPP, group capacity control, auxiliary equipment of the CHPP, boiler simulation modes, boiler simulation modes, exhauster. В.В. Мартынов

зного перетворювача

## ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ МНОГОФАЗНОГО РЕГУЛЯТОРА ПОСТОЯННОГО ТОКА ПО ОДНОФАЗНОЙ МОДЕЛИ

Метою роботи є аналіз електромагнітних процесів і динаміки керування в багатофазних імпульсних регуляторах із широтно-імпульсною модуляцією. Використовуючи структурно-аналітичні перетворення, результати імітаційного моделювання показано, що різноманіття структурних схем багатофазних систем можна привести до однієї з базових однофазних схем. Маючи ідентичні процеси у вихідних ланцюгах, однофазна модель істотно спрощує аналіз і проектування системи зворотних зв'язків. Розроблена математична модель і методика визначення її параметрів використовується для визначення областей стійкості й динаміки системи. Бібл. 10, табл. 1, рис. 8. Ключові слова: імпульсний перетворювач, багатофазний регулятор, широтно-імпульсна модуляція, модель багатофа-

Целью работы является анализ электромагнитных процессов и динамики управления в многофазных импульсных регуляторах с широтно-импульсной модуляцией. Используя структурно-аналитические преобразования, результаты имитационного моделирования показано, что многообразие структурных схем многофазных систем можно привести к одной из базовых однофазных схем. Имея идентичные процессы в выходных цепях, однофазная модель существенно упрощает анализ и проектирование системы обратных связей. Разработанная математическая модель и методика определения ее параметров используется для определения областей устойчивости и динамики системы. Библ. 10, табл. 1, рис. 8.

Ключевые слова: импульсный преобразователь, многофазный регулятор, широтно-импульсная модуляция, модель многофазного преобразователя

Введение. На современном этапе развития элементной базы, в частности транзисторов, для построения мощных источников электропитания наибольшее распространение получила стратегия, основанная на параллельном соединении преобразователей (модулей) меньшей мощности [1], работающих на общую нагрузку.

Использование модульного принципа позволяет равномерно распределять нагрузку между отдельными модулями и, тем самым, понизить плотность выделения энергии в единице объема, упростить конструкции преобразователей. Кроме того, модульное выполнение силовой части, в частности, регуляторов тока, совместно с синхронной не синфазной работой систем управления, реализовывает многофазное управление [2]. При многофазном управлении, например, в регуляторах тока, происходит суммирование токов отдельных модулей. В связи с тем, что токи модулей, смещенные во времени, суммарный ток в нагрузке имеет меньшую амплитуду и более высокую частоту пульсаций. Это способствует уменьшению габаритов и параметров выходных фильтров, повышению быстродействия импульсного источника электропитания, что существенно в ряде технологических применений.

Перечисленные потенциально высокие показатели качества электроэнергии в многофазных преобразователях не могут быть реализованы без обеспечения стабильной работы замкнутой системы автоматического управления.

Анализу статики, динамики и равномерному распределению токов в фазах многофазных преобразователей посвящено много работ [3-5]. Однако полученные в этих работах результаты сложно распространить на преобразователи с другим структурным построением, необходимым для достижения требуемых для технологий статических, динамических и энергетических характеристик. Цель работы состоит в разработке однофазной математической модели, позволяющей исследовать динамику многофазного импульсного преобразователя.

Многофазный источник тока. В общем случае, многофазный источник электропитания состоит из нескольких одинаковых модулей, которые работают на общую нагрузку, при этом, в зависимости от решаемой задачи, модули соединяются по выходу параллельно, последовательно или последовательнопараллельно. Рассмотрим упрощенную схему многофазного источника тока (рис.1), содержащего несколько параллельных каналов, преобразующего первичный источник постоянного напряжения в стабилизированный и регулируемый источник тока.



Базовым элементом многофазных регуляторов является преобразовательная ячейка с индуктивностью. В частности, понижающего типа (рис. 1, E,  $S_n$ ,  $VD_n$ ,  $L_n$ , R), в которой ключи управляются системой управления с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ(PWM)), причем, каждый ШИМ-модулятор функционирует с временным сдвигом:

$$t_z = \frac{(k-1) \cdot T}{N},$$

где T – период импульсной модуляции; N – число фаз преобразователя; k = 1...N порядковый номер ячейки многофазного преобразователя.

Исследования статической и динамической точности нелинейных импульсных систем, к которым относятся системы с ШИМ, проводится по различным схемам замещения [3-5], т.к. в настоящий момент времени не существует устоявшихся методов анализа таких систем. Подробное изучение свойств реальных объектов управления и систем автоматического управления приводит к описанию динамических звеньев в виде нелинейных дифференциальных уравнений. Но во многих случаях их можно линеаризовать, то есть заменить нелинейные уравнения линейными, приближенно описывающими процессы в системах. Такому подходу способствует то, что, в большинстве случаев, нормально функционирующая система работает в режиме малых отклонений, при которых нелинейности не проявляются. При необходимости, в дальнейших исследованиях можно учесть некоторые особенности, вносимые нелинейностями объекта.

При анализе дискретных систем с широтноимпульсным модулятором, часто используется представление широтно-импульсного модулятора идеальным импульсным элементом с формирователем [6].

Используя идеальные импульсные элементы, преобразуем схему рис. 1, к эквивалентной схеме, приведенной на рис. 2. Схема содержит практически идентичные параллельные каналы преобразования, отличающиеся только фазовым сдвигом.



На рис. 2 представлена эквивалентная схема соответствующая разомкнутому контуру регулятора тока (рис. 1), где приведены передаточные функции:  $1/(1-e^{-T_p})$  – идеального импульсного элемента с периодом коммутации *T*;  $(1-e^{-\gamma T_p})/p$  – фиксирующей цепи нулевого порядка;  $e^{-T(m-1)p}/N$  – идеального элемента задержки на время сдвига моментов срабатывания импульсного элемента в соответствующей фазе регулятора; W(p) = 1/(Lp) – передаточная функция непрерывной части одной фазы регулятора тока; N – число фаз преобразователя.

Учитывая фильтрующие свойства непрерывной части регулятора тока, для облегчения анализа динамики многофазного преобразователя, преобразуем структурную схему, приведенную на рис. 2 в эквивалентную однофазную модель. Когда на входе каждого непрерывного звена стоит свой импульсный элемент, справедливы все правила преобразования структурных схем непрерывных систем [7]. Проведем структурно-логические преобразования схемы приведенной на рис. 2. Перенесем элементы четвертого столбца (рис. 2) за сумматор, на выход, при этом получим эквивалентное звено с передаточной функцией:

$$Woll(p) = W_1(p) + \dots + W_N(p) = \frac{1}{\frac{L}{N} \cdot p}.$$
 (1)

Элементы первого, второго и третьего столбца (рис. 2) представляют собой N импульсных элементов, которые работают с фиксированными сдвигом T/N относительно друг друга, на общую непрерывную часть (1). В этом случае, выходная последовательность ШИМ-импульсов (Uout-oll, рис.3), равна сумме выходных ШИМ-импульсов каждого из импульсных элементов (Uout1, рис. 3). Следовательно, все импульсные модуляторы можно заменить одним импульсным элементом с периодом модуляции равным T/N [8].



Элементы третьего столбца, элементы задержки, структурной схемы рис. 2, перенесем на вход системы и просуммируем:

$$\begin{array}{l} -\frac{T}{N} \cdot p & -\frac{T}{N} \cdot (N-1) \cdot p \\ +e^{-\frac{T}{N}} \cdot (m-1) \cdot p & = \\ =1 + \sum_{m=1}^{N} e^{-\frac{T}{N}} \cdot (m-1) \cdot p & . \end{array}$$

$$(2)$$

Как следует из (2), сумму идеальных элементов задержки с учетом сигма функции действующей в каждом канале, можно представить единым звеном - ступенчатой функцией. Причем, количество ступеней равно числу фаз преобразователя, а ШИМ модуляция, с периодом T/N осуществляется, только на последней ступени. Иными словами, звено «ступенчатая функция», можно идентифицировать комбинированным источником питания, содержащим два источника. Один источник имеет переменную амплитуду, изменяющуюся дискретно с шагом E/N, причем количество дискрет равно (N-1):

$$E_{const} = \frac{E}{N} \cdot G \; ; \; G = \left\lfloor \frac{\gamma \cdot T}{T_{mul}} \right\rfloor$$

Другой источник имеет постоянную амплитуду – *Е/N*, которая модулируется ШИМ-сигналом с перио-

дом *T/N* и приведенной относительной длительности импульсов в эквивалентной одноканальной схеме:

$$\gamma \ mul = \frac{\gamma \cdot T - T_{mul} \cdot G}{T_{mul}}$$

В итоге мы получаем модель многофазного регулятора тока, содержащую один эквивалентный канал преобразования электроэнергии (рис. 4).



Из полученных выражений следует, что с увеличением числа фаз, постоянная времени приведенной непрерывной части уменьшается, и вместе с этим возмущающее воздействие ШИМ модуляции тоже уменьшается и как следствие, максимальное значение переменной составляющей, в частности, тока – уменьшается. Следовательно, применение многофазного управления является эффективным средством улучшения показателей качества электроэнергии.

Проверка полученных результатов проводилась методом имитационного моделирования в пакете программ PSpice. Проверка производилась на двухфазной разомкнутой модели, соответствующей рис.1 и однофазной, соответствующей рис. 3, при указанных ниже исходных данных. Параметры силовой части многофазной системы (рис. 1): входное напряжение многофазного преобразователя E = 20 B; сопротивление нагрузки R = 4 Ом; индуктивность дросселей  $L_{1,2} = 100$  мкГн; частота коммутации силовых ключей (частота квантования) f = 20 кГц; относительная длительность импульсов у=(30us/50us)=0,6. Параметры эквивалентной однофазной модели рис. 3: напряжение источника E = f(E const) = 10 В и  $E/N = f(\gamma mul) = 10$  В; сопротивление нагрузки R = 4Ом; индуктивность дросселя  $L_{n/N} = 50$  мкГн; частота коммутации f = 40 кГц; относительная длительность импульсов  $\gamma$ mul = (5us/25us) = 0,2.

На рис. 5 приведены результаты моделирования, причем, для наглядности, одна кривая переходного процесса смещена относительно другой на 1 В. Полученные результаты моделирования подтверждают идентичность процессов в сравниваемых моделях. Имея идентичные переходные процессы с исходной моделью многофазной системы, эквивалентная модель однофазной системы значительно упрощает анализ и проектирование многофазных систем.

Как следует из литературы, наиболее используемым методом анализа статических и динамических режимов замкнутых систем управления с широтноимпульсной модуляцией, является метод усреднения пространства состояния [3, 4, 9], благодаря своей наглядности и возможности использовать хорошо развитые в теории регулирования методы анализа.



Используя метод усреднения, определим передаточную функцию по току одной силовой преобразовательной ячейки многофазного источника тока (рис. 6).



На отрезке времени  $0 \le t < Tu$  когда ключ  $S_i$  замкнут, процессы в преобразователе описываются следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} L\frac{di_l}{dt} = E - U_0 \\ U_0 = i_l R \end{cases}$$
(3)

На интервале  $Tu < t \le T$ , когда ключ  $S_i$  разомкнут, ток в индуктивности определяется так:

$$\begin{cases} L \frac{di_l}{dt} = -U_0 \\ U_0 = i_l R \end{cases}$$
(4)

Согласно метода усреднения, объединяем решения (3) и (4) на интервале повторяемости T:

$$L\frac{di_l}{dt} = (E - i_l R)\gamma + (1 - \gamma)(-i_l R) = E\gamma - i_l R , \qquad (5)$$

где  $\gamma = Tu/T$  – относительная длительность импульса.

Передаточную функцию по току схемы приведенной на рис. 6, с учетом (5), определим следующим образом:

$$W_i(p) = \frac{i_l}{E} = \frac{E \frac{\gamma}{Lp+R}}{E} = \frac{\gamma}{R} \frac{1}{\frac{L}{R}p+1},$$
 (6)

где  $L/R=T_0$  – постоянная времени одной ячейки преобразователя;  $\gamma/R$  – коэффициент передачи регулятора тока.

Для получения импульсной передаточной функции, подвергнем (6) *z*-преобразованию, запишем:

$$\overline{W}(z) = T \sum_{i=1}^{n} \frac{e^{p_i T} \cdot c_i}{z - e^{p_i T}} = \frac{\beta e^{-\frac{\beta}{k}}}{k \left(z - e^{-\frac{\beta}{k}}\right)},$$
(7)

ISSN 2074-272X. Електротехніка і Електромеханіка. 2016. №4(1)

где  $p_i = -1/(T_0 k)$  – корни характеристического уравнения (4);  $\beta = T/T_0$  – относительная частота прерывания. Используя (7), построим годограф импульсной

Используя (/), построим годограф импульсной системы (рис. 7).



Как видно из годографа минимум вещественной части лежит на вещественной оси, в этом случае [8], для анализа нелинейно-импульсных систем можно применять методы, развитые в теории анализа линейных систем автоматического управления. Поэтому, эквивалентная структурная схема однофазного регулятора тока, с учетом рис. 1, может быть представлена в следующем виде:



Рис .8

Определим предельный коэффициент усиления однофазного регулятора (рис. 4), используя критерий Гурвица. Передаточная функция замкнутой системы, с учетом (7), равна:

$$\overline{W_3}(z) = \frac{K_S \cdot W(z)}{1 + K_S \cdot \overline{W}(z)} \,. \tag{8}$$

Решая характеристическое уравнение из (8), с использованием билинейного преобразования  $z = (1+\omega)/(1-\omega)$ , относительно *Ks*, и учитывая физическую реализуемость, получим:

$$Ks \le \frac{k}{\beta} \left( 1 + e^{\frac{\beta}{k}} \right). \tag{9}$$

Откуда следует, что без дополнительных мер по коррекции системы управления, многофазная система по точности поддержания стабилизируемого параметра не имеет преимуществ относительно однофазного канала, так как относительная частота прерываний (10), что для однофазной системы, что для многофазной, при тех же параметрах силовой части неизменна:

$$\beta = \frac{T}{T_0} = \frac{T/N}{T_0/N} = \frac{T}{T_0} \,. \tag{10}$$

Иными словами, без дополнительных мер, многофазная система устойчива, если обеспечена устойчивость каждой ее фазы. Определим передаточные функции по току силовых преобразовательных ячеек, соответствующих структурам повышающего и реверсивного регулятора, используя процедуру аналогичную (3-6). Полученные результаты занесем в табл. 1.

Таблица	1
таолица	

Регуляторы тока первого порядка				
	Понижаю- щий регу- лятор	Повышающий регулятор	Реверсивный регулятор	
Постоянная времени	$T_0 = L/R$	$T_0(1-\gamma)^{-1}$	$T_0(1-\gamma)^{-1}$	
Коэффициент передачи	γ	$(1-\gamma)^{-1}$	$\gamma(1-\gamma)^{-1}$	
Передаточная функция одно- фазной схемы	$(T_0p+1)^{-1}$	$(T_0 p(1-\gamma)^{-1}+1)^{-1}$	$(T_0 p (1-\gamma)^{-1}+1)^{-1}$	
Передаточная функция мно- гофазной схемы	$((T_0p/N)+1)^{-1}$	$(T_0 p/((1-\gamma)N)+1)^{-1}$	$(T_0 p/((1-\gamma)N)+1)^{-1}$	

Из табл. 1 следует, что три базовых схемы преобразователей имеют идентичные передаточные функции, отличающиеся только постоянными времени и коэффициентами передачи. Поэтому, многофазные системы регуляторов тока можно привести к обычной однофазной эквивалентной системе рис.8, в которой отличаются постоянные времени, коэффициенты передачи и частоты коммутации. На современном этапе развития вычислительной техники и различных программ имитационного моделирования, для идентификации других подобных многофазных систем, можно воспользоваться методикой, при которой для определения постоянных времени регулятора тока, с известной схемой замещения (рис. 4, рис. 8), используется хорошо развитый в теории автоматического регулирования метод «черного ящика» [10].

Выводы. Рассмотрены методы получения математических моделей многофазных импульсных преобразователей. Используя структурно-логические преобразования идеальных импульсных элементов, разработана эквивалентная однофазная модель замкнутой системы регулирования многофазного источника тока, относительно усредненных составляющих токов фаз и напряжений. С использованием разработанной математической модели, исследованные статические и динамические характеристики многофазных регуляторов тока. Установлено, что разработанная усредненная модель многофазного регулятора тока адекватно отождествляет процессы в исследуемом объекте. В связи с тем, что в многофазных системах переменные состояния имеют существенно меньшие пульсации, чем системы не многофазные, и эквивалентные частоты преобразования велики, показано, что используя программы имитационного моделирования можно определить параметры эквивалентной однофазной системы по разгонной характеристике.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

*I.* Комаров Н.С., Мартынов В.В. Развитие теории транзисторных преобразователей с высокочастотной импульсной модуляцией // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України. – 2007. – N 1, ч. 2. – С. 73-75.

2. Юрченко А.И., Головацкий В.А. и др. Многофазные импульсные стабилизаторы постоянного напряжения. – В кн.: Электронная техника в автоматике. Под ред. Конева. Вып.9. М., «Сов.радио», 1977г.

**3.** R. Redl and N. O. Sokal, Current-mode control, five different types, used with the three basic classes of power converters: small-signal ac and large-signal dc characterization, stability requirements, and implementation of practical circuits// in *Proc. IEEE PESC'85*, pp. 771-785.

4. R.B. Ridley. Small-Signal Analysis of Parallel Power Converters// M.S. Thesis. VPI&SU. March 1986

5. Белов Г., Малышев А., Белов С. Система управления многофазным понижающим импульсным преобразователем //Силовая Электроника - 2011.- № 3.- С.49-54.

6. Джури Э. Импульсные системы автоматического регулирования. - М.: Физматгиз, 1963. - 456 с.

7. Микропроцессорные автоматические системы регулирования. Основы теории и элементы: Учеб. пособие/В. В. Солодовников, В. Г. Коньков, В. А. Суханов, О. В. Шевяков; Под ред. В. В. Солодовникова. – М.: Высш. шк., 1991. 255 с.

8. Цыпкин Я.З. Теория линейных импульсных систем. – М.: Физматгиз, 1963. – 968 с.

9. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.

10. Винер Н. Кибернетика, или Управление и связь в животном и машине. / Пер. с англ. И.В. Соловьева и Г.Н. Поварова; Под ред. Г.Н. Поварова. – 2-е издание. – М.: Наука; Главная редакция изданий для зарубежных стран, 1983. – 344 с.

#### REFERENCES

*I.* Komarov N.S., Martyinov V.V. Razvitie teorii tranzistornyih preobrazovateley s vyisokochastotnoy impulsnoy modulyatsiey// Pr. In-tu elektrodinamIki NAN UkraYini. – 2007. – N 1, ch. 2. – pp. 73-75. (Rus).

2. Yurchenko A.I., Golovatskiy V.A. i dr. Mnogofaznyie impulsnyie stabilizatoryi postoyannogo napryazheniya. – V kn.: Elektronnaya tehnika v avtomatike. Pod red. Koneva. Vyip.9. M., «Sov.radio», 1977. (Rus).

**3.** R. Redl and N. O. Sokal, Current-mode control, five different types, used with the three basic classes of power converters: small-signal ac and large-signal dc characterization, stability requirements, and implementation of practical circuits// in *Proc. IEEE PESC'85*, pp. 771-785.

4. R.B. Ridley. Small-Signal Analysis of Parallel Power Converters// M.S. Thesis. VPI&SU. March 1986

**5.** Belov G. , Malyishev A., Belov S. Sistema upravleniya mnogofaznyim ponizhayuschim impulsnyim preobrazovatelem //Silovaya Elektronika - 2011.- # 3.- pp.49-54. (Rus).

**6.** Dzhuri E. Impulsnyie sistemyi avtomaticheskogo regulirovaniya. - M.: Fizmatgiz, 1963. - 456 p. (Rus).

7. Mikroprotsessornyie avtomaticheskie sistemyi regulirovaniya. Osnovyi teorii i elementyi: Ucheb. posobie/V. V. Solodovnikov, V. G. Konkov, V. A. Suhanov, O. V. Shevyakov; Pod red. V. V. Solodovnikova. – M.: Vyissh. shk., 1991. 255 p. (Rus).

8. Tsyipkin Ya.Z. Teoriya lineynyih impulsnyih sistem. – M.: Fizmatgiz, 1963. – 968 p. (Rus).

**9.** Meleshin V.I. Tranzistornaya preobrazovatelnaya tehnika. – M.: Tehnosfera, 2005. – 632 p.

10. Viner N. Kibernetika, ili Upravlenie i svyaz v zhivotnom i mashine. / Per. s angl. I.V. Soloveva i G.N. Povarova; Pod red. G.N. Povarova. – 2-e izdanie. – M.: Nauka; Glavnaya redaktsiya izdaniy dlya zarubezhnyih stran, 1983. – 344 p.

Поступила (received) 01.06.2016

Мартынов Вячеслав Владимирович, к.т.н., с.н.с., Институт электродинамики Национальной академии наук Украины, 03680, Киев, пр. Победы, 56,

тел/phone +38 044 366 2442, e-mail: mart\_v@ied.org.ua

V.V. Martynov

Institute of Electrodynamics of National Academy of Sciences of Ukraine,

56, Peremohy Avenue, Kyiv, 030680, Ukraine.

# Research of dynamic multiphase DC regulator through single-phase model.

Goal. Development a mathematical model of a multi-phase current controller with PWM what representing it as an equivalent single-phase model. The model is needed for the research of transient and steady control modes in multi-phase converters. Also it will help choose optimum settings for the sustainability of the automatic control of the process. Methodology. In this research we used the method of mathematical modeling of electromagnetic processes on an example of a multi-phase DC buck convector. Based on structural and analytical transformations we show that a variety of structural schemes multiphase converters can be reduced to an equivalent single-phase circuit. Result. On the example of multi-phase DC buck converter shown that for equivalenting parameters of PWM converter, space state average method is applicable. The same method can be used for any type of step-up and reversing converters. As a result of structural transformation of the multi-phase model based on the ideal impulse elements, generators, delay elements, we achieve an equivalent single-phase model what contains combined step type power source. The number of steps of this power source is less than the number of phases of the current controller per number. At the input of the continuous part of a single-phase model operate the combined power source, which consist of steady and modulated component, depending on the operation mode. Analytical description of combined power source is present. On an example the real parameters of a multiphase converter and its equivalent model calculated transients. The dependencies show change of output parameters when the converter start work. Analysis of the results shows that with identical processes in the output circuit, single-phase model greatly simplifies the analysis and design of feedback systems. Research has shown that without additional measures the frequency characteristics correction multiphase system stability determined by the stability of the individual phases of its constituent. The results allow to determine the appropriate ratio of the gain settings and the power of the multi-phase current controllers for stability of regulation. Scientific novelty. Scientific novelty of the results is developed a mathematical model of a multi-phase current controller with PWM. Practical value. Developed in this paper a mathematical model of a multi-phase current controller and method of determining its parameters allows to explore the dynamics of electromagnetic processes and management of base current control circuits, such as boost, buck and reversible, for an equivalent single-phase models. References 10, tables 1, figures 8.

*Key words:* pulse converter, a multiphase regulator, pulsewidth modulation, model of the multiphase converter. Д.В. Мартынов, В.В. Мартынов

## ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В МИКРОИНВЕРТОРЕ ДЛЯ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРИЛОЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ ОБРАТНОХОДОВЫХ ИСТОЧНИКОВ ТОКА

Наведено результати дослідження однокаскадного мікроінвертора, який узгоджує сонячну батарею з однофазною мережею змінного струму. Проведені дослідження акцентовані на оптимізації функцій керування, структури зворотних зв'язків і електромагнітних процесів в слідкуючому інверторі, на основі зворотньоходового перетворювача. Показано, що досліджувані слідкуючому інвертори, просто поєднуються в трифазні системи. Дослідження проводилися з використанням методів імітаційного моделювання. Основні результати полягають в оптимізації структури зворотних зв'язків для досягнення високої якості вихідної електроенергії й забезпечення безпечного перемикання силових транзисторів. Бібл. 7, рис. 5.

Ключові слова: зворотньоходовий перетворювач, фотоелектричний інвертор, мікроінвертор.

Приведены результаты исследования однокаскадного микроинвертора согласующего солнечную батарею с однофазной сетью переменного тока. Проведенные исследования акцентированы на оптимизации функций управления, структуры обратных связей и электромагнитных процессов в следящем инверторе на основе обратноходового преобразователя. Показано, что исследуемые следящие инверторы просто объединяются в трехфазные системы. Исследования проводились с использованием методов имитационного моделирования. Основные результаты заключаются в оптимизации структуры обратных связей для достижения высокого качества выходной электроэнергии и обеспечения безопасного переключения силовых транзисторов. Библ. 7, рис. 5.

Ключевые слова: обратноходовой преобразователь, фотоэлектрический инвертор, микроинвертор.

Введение. Уменьшающиеся запасы традиционных энергоносителей заставляют искать источники энергии ресурс которых в обозримом будущем постоянно бы восстанавливались. Солнечная энергия самый доступный из возобновляемых источников энергии. Независимо от цикличности солнечного света, солнечная энергия является широко доступной и абсолютно бесплатной. Основой для преобразования солнечного света в электроэнергию является фотоэлектрический эффект. Энергия, полученная благодаря фотоэлектрическим элементам, на сегодняшний момент, можно считать одной из самых экологически чистых. Несмотря на низкую эффективность преобразования и высокую стоимость полупроводниковых устройств, генерация солнечной энергии не оказывает пагубного влияния на окружающую среду. Базовые солнечные фотоэлектрические станции состоят из фотоэлектрических панелей и преобразователей постоянного тока в переменный. Преобразователи, которые подключены параллельно к существующей системе электроснабжения являются полупроводниковыми статическими устройствами, они не содержат подвижных частей, что потенциально можно рассматривать как систему длительной работы с небольшими затратами на обслуживание.

На сегодняшний момент, с учетом низкого КПД фотоэлектрического преобразования для генерации больших мощностей требуется использование большого количества фотоэлектрических панелей условия эксплуатации, которых, доже в пределах одной генерирующей станции не идентичны. Одни панели могут быть повреждены, другие затенены, третьи, из-за расположения более сильно нагреты и если они все объединены вместе, параллельно-последовательно, то энергосистема вся будет работать, равняясь на худшие панели. Чтобы избежать этого, при построении энергосистем используются, в основном, два подхода [1]: первый – используются повышающие DC/DC преобразователи, которые все фотоэлектрические панели объединяют на высоковольтной шине постоянного тока, от которой питается мощный инвертор с синусоидальным выходным напряжением; второй не используется общая шина постоянного тока, каждый фотоэлектрический преобразователь имеет свой инвертор с синусоидальным выходным напряжением, которые объединяются на общую шину сетевого переменного тока. Первый подход имеет двойное преобразование энергии и один выходной инвертор, второй – одно преобразование и много микроинверторов. Надежность и энергоэффективность первого подхода представляется ниже, чем второго. Для реализации всех преимуществ второго подхода, микроинверторы должны обладать высоким КПД и иметь низкую стоимость. Дополнительное требование к сетевым инверторам с синусоидальной формой выходного напряжения, возможность генерировать реактивную мощность в сеть, работать на нагрузку с косинусом отличным от единицы, особенно, если эта фотоэлектрическая система используется для автономного энергоснабжения.

Эффективность использования солнечных электростанций при их длительном функционировании, в большой степени зависит от выбранной структурной схемы инвертора и принятых способов управления[2].

Целью работы является исследование электромагнитных процессов в микроинверторе для фотоэлектрических преобразователей с синусоидальным выходным напряжением на основе обратноходового преобразователя и его системы управления для реализации режимов работы на реактивную нагрузку.

На рис. 1 приведена обобщенная схема построения фотоэлектрических преобразователей электроэнергии на основе микроинверторов (DC/AC) с одним преобразованием.



Рис. 1. Структурная схема фотоэлектрического преобразователя

В простейшем случае микроинвертор, формирующий выходное синусоидальное напряжение, состоит из силового DC/AC инвертора, реализованного на транзисторах, системы управления инвертором и выходного сглаживающего фильтра, применяемого для улучшения спектрального состава выходного напряжения. Основным назначением системы управления является формирование последовательности импульсов управления силовыми транзисторами, которая обеспечивает требуемый закон формирования и регулирования выходного напряжения. По способу формирования импульсной последовательности, соответственно, в конечном счете, управлением формой выходного напряжения, микроинверторы можно разделить на две основные группы.

Первую группу образуют инверторы, формирование импульсного сигнала в которых осуществляется либо с помощью модуляции опорного синусоидального напряжения, треугольным (пилообразным) напряжением (ШИМ), либо при помощи одного из методов определения требуемых моментов коммутации [3]. Во втором случае, моменты коммутации определяются исходя из требуемого значения показателя качества выходного напряжения. Обычно, такой способ формирований выходного напряжения, осуществляется без обратной связи по форме выходного напряжения. Обратная связь используется только для стабилизации среднего или среднеквадратичного значения выходного напряжения. Такой подход имеет недостатки, во-первых, форма выходного напряжения существенно зависит от нагрузки, во-вторых, управление средним или среднеквадратичный значением выходного напряжения невозможно выполнить за время меньшее, чем полупериод выходного напряжения, что существенно влияет на динамические свойства системы регулирования.

Выходная цепь любого рассматриваемого нами микроинвертора приводится к схеме приведенной на (рис. 2), содержит дроссель, конденсатор и нагрузку.



Рис. 2. Выходная цепь микроинвертора

Из рис. 2 видно, что форма напряжения на выходе фильтра преобразователя определяется формой напряжения на конденсаторе фильтра:

$$Uc(t) = \frac{1}{C} \int i_c \cdot dt , \qquad (1)$$

$$i_{c}(t) = i_{l}(t) - i_{out}(t)$$
. (2)

Форма напряжения на конденсаторе, согласно (1), определяется формой тока заряда конденсатора. Из (1) следует, что выходное напряжение будет строго синусоидально только в том случае, когда разность (2) будет синусоидальной функцией. Достигнуть синусоидальную форму напряжения в преобразователях с обратной связью только по среднему (среднеквадратичному) значению выходного напряжения, или вообще без обратной связи по форме выходного напряжения, можно только при фиксированной нагрузке, или изменяющейся в очень малых пределах, которые ограничены допустимыми искажениями в выходном напряжении.

Вторую группу образуют инверторы, реализующие способ слежения за формой эталонного сигнала, так называемые следящие инверторы [4], которые по совокупности реализуемых параметров наиболее полно удовлетворяют предъявляемым требованиям к микроинверторам фотоэлектрических преобразователей.

Известны различные варианты построения силового инвертора, формирующего на входе фильтра (нагрузки) модулированный широтно-импульсный сигнал. Основными структурными решениями для однофазных микроинверторов, являются схемы мостового (рис. 3,*a*), полумостового (рис. 3,*b*) и обратноходового инвертора (рис. 3,*c*) [1].

В зависимости от выбранного алгоритма управления и типа инвертора, формируются сигналы управления соответствующими транзисторами инверторов. В результате, на входе низкочастотного фильтра (выходной LC-фильтр) формируется последовательность широтно-модулированных импульсов, из которой выделяется низкочастотная (синусоидальная) составляющая. Поэтому, способ формирования импульсной последовательности и параметры самого фильтра во многом предопределяют качество выходного напряжения и энергетическую эффективность преобразования.

В зависимости от очередности включения транзисторов инверторов (рис. 3), на различных этапах формирования выходного напряжения, различают несколько видов широтно-импульсной модуляции [5, 6].

Однотактная ШИМ – полярность формируемых импульсов на входе фильтра (нагрузки) не изменяется при изменении полярности модулирующего сигнала (рис. 3,*a*), двухтактная ШИМ – полярность импульсной последовательности на входе фильтра зависит от полярности формируемого выходного напряжения (рис. 3,*в*).

Применительно к рассматриваемым схемам мостового и полумостового инвертора (рис. 3), однотактная ШИМ реализуется за счет чередования включенного (проводящего) состояния соответствующих групп транзисторов: VT3, VT6 и VT4, VT5, и VT1, VT2. При этом получается, что соединенные последовательно транзисторы переключаются одновременно,

и без принятия соответствующих мер, из-за инерционных свойств полупроводниковых приборов, это приведет к увеличенным динамическим потерям при переключении из-за сквозных токов. Стоит отметить, что в полумостовом инверторе, без дополнительных мер для качественного формирования синусоидального напряжения используется только однотактная ШИМ [7].



Рис. 3. Базовые схемы микроинвреторов

Формирование двухтактной ШИМ в мостовом инверторе можно проиллюстрировать следующим образом. При формировании положительной полуволны выходного напряжения постоянно открыт транзистор VT6. В этом случае, накопление энергии в дросселе осуществляется через включенный транзистор VT3, а формирование нулевой полочки - включенным транзистором VT3 (если ток дросселя на периоде ШИМ меняет направление). Следовательно, в классическом понимании двухтактной ШИМ, ее отличие от однотактной, с энергетической точки зрения, заключается в том, что высокочастотная коммутация транзисторов, соединенных последовательно, осуществляется только в одной стойке моста.

Некоторые из возможных алгоритмов формирования двухтактной ШИМ рассмотрены в работе [5], где показано, что следящий инвертор в режиме двухтактной ШИМ позволяет сформировать выходное напряжение несколько лучшего качества, чем в режиме однотактной ШИМ. Использование довольно сложных алгоритмов, также позволяет улучшить энергетические процессы в мостовом инверторе, за счет исключения одновременной коммутации силовых транзисторов в стойке моста. Но это, достигается довольно существенными усложнениями системы управления следящим инвертором [4], что для решаемой задачи – разработке дешевого и относительно простого в схемной реализации микроинвертора для фотоэлектрических приложений, не приводит к положительному результату.

Обратноходовый преобразователь (рис. 3,*c*), по количеству активных переключателей (транзисторов), их три, занимает промежуточное место среди мостовых и полумостовых инверторов. По способу формирования ШИМ последовательности, он реализует двухтактную модуляцию. На высокой частоте переключается только один транзистор, таким образом, динамические потери при переключении, особенно в режиме прерывистых токов, не отягощены сквозными токами из-за восстановления рекуперационных диодов.

Микроинвертор на основе обратноходового преобразователя (рис. 3, c) состоит из двухобмоточного дросселя L, выходного конденсатора C и трех переключающих элементов VT1-VT3. Общепринятый алгоритм работы переключающих элементов [1] предполагает управление элементом VT1 с помощью формируемой широтно-модулированной импульсной функции. Причем, когда транзистор VT1 разомкнут, при формировании положительной полуволны замыкается элемент VT3, а при формировании отрицательной полуволны элемент VT2, за счет чего обеспечивается формирование на выходе синусоидального напряжения. На рис. 4 приведены результаты имитационного моделирования микроинвертора на активную нагрузку.

На рис. 5 результаты моделирования работы инвертора на сеть переменного тока.

Из анализа проведенных расчетов спектрального состава последовательности широтно-модулированного сигнала Upwm(t) (рис. 2) и коэффициента гармоник Кг следует, что с увеличением кратности N = x(t)/Fm(t) (кратность отношения частот модулирующей функции и несущей), улучшается гармонический состав напряжения на выходе LC-фильтра как в инверторе с разомкнутой обратной связью, так и с замкнутой (Кг уменьшается с ростом N).

При равной глубине модуляции, коэффициент гармоник в выходном напряжении замкнутого инвертора практически не зависит от коэффициента усиления в контуре, охваченного обратной связью, при увеличении коэффициента усиления до граничного значения. С достаточной для практики точности можно считать, что коэффициент гармоник (коэффициент несинусоидальности) напряжения на выходе *LC*фильтра в инверторе, охваченном обратной связью, равен коэффициенту гармоник в соответствующем режиме в инверторе с разомкнутой обратной связью.





Спектральный состав последовательности *Upwm*(t) широтно-модулированных импульсов в разомкнутом инверторе несколько отличается от спектрального состава последовательности *Upwm*(t) в замкнутом инверторе. Наиболее явно отличия проявляются для гармоник с номерами  $n \le N$ , причем, чем больше коэффициент усиления в контуре, охваченном обратной связью, тем больше различаются амплитуды гармоник с номерами  $n \le N$ . Однако, эти различия не оказывают какого-либо существенного влияния на Кг, в связи с тем, что сами эти гармоники существенно меньше ряда других гармоник, оказывающих основное влияние на Кг.

Из изложенного выше можно сделать вывод о том, что при неизменном напряжении питания инвертора и величины сопротивления нагрузки, качество выходного напряжения инвертора, охваченного обратной связью, не зависит от коэффициента усиления в контуре регулирования. Качество выходного напряжения при устойчивой работе инвертора, в основном, определяется выбором относительной частоты прерывания и глубины модуляции *M*.

На основании сделанных выводов можно предложить простые оценки для выбора основных параметров следящих инверторов с ШИМ, в частности на основе обратноходового преобразователя, исходя из допустимой величины Кг и точности передачи эталонного сигнала.

Качество выходного напряжения, обусловленное нелинейными искажениями, вызванными процессом модуляции и демодуляции, при устойчивой работе инвертора, определяются выбором относительной частоты прерывания и глубины модуляции. Глубина модуляции M=Um/Uin, где: Um – амплитудное значение выходного синусоидального напряжения, Uin – напряжение питания инвертора. Относительная частота прерывания  $\beta = (f_{PWM} * (L * C)^{1/2})^{-1}$ , где  $f_{PWM}$  – частота работы широтно-импульсного модулятора. Показано, что допустимую относительную частоту прерывания можно определить следующим образом:

$$2\pi\sqrt{\frac{\pi M\delta}{\pi M\delta + 4}} < \beta < 2\pi\sqrt{\frac{\pi M\delta}{4 - \pi M\delta}}, \qquad (3)$$

где  $\delta = 0.01 * Kг.$ 

Из (3) следует, что Кг<5 %, при β<1. Выводы.

Рассмотрен простой инвертор для фотоэлектрических систем на основе обратноходового преобразователя. Проведенные исследования позволили разработать методику определения основных параметров преобразователя, оптимизировать структуру обратных связей и алгоритмов переключения силовых транзисторов для достижения высокого качества выходной электроэнергии и обеспечения безопасного переключения силовых транзисторов.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

*1.* Sher H.A., Addoweesh K.E. Micro-inverters – Promising solutions in solar photovoltaics / Energy for Sustainable Development, Vol. 16, Iss. 4, Dec. 2012, pp. 389-400.

2. Ю.А. Шиняков, Ю.А. Шурыгин, В.В. Аржанов, А.В. Осипов, О.А. Теущаков, К.В. Аржанов Автоматизированная фотоэлектрическая установка с повышенной энергетической эффективностью // Доклады ТУСУРа, № 2 (24), часть 1, декабрь 2011. – С. 282-287.

3. Тонкаль В.Е., Новосельцев А.В., Черных Ю.К. Оптимизация параметров автономных инверторов. – Киев, Наукова Думка, 1985. – 220с.

4. Комаров Н.С., Мартынов В.В., Михальская В.Ф. Транзисторный инвертор с квазисинусоидальным выходным напряжением на основе мостовой схемы.// Проблемы создания и использования возобновляемых источников энергии.

– Киев: Институт электродинамики АН Украины. – 1991. – С. 98-106.

5. Кибакин В.М. Основы ключевых методов усиления. - М.: Энергия, 1980. – 232с.

**6.** Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, – 1986. – 376с.

7. Комаров Н.С., Стаценко А.В., Шелковый Д.А. Инвертор солнечной батареи с экстремальным регулированием мощности // Вісник КНУТД. – 2014. – №2. – С. 106-112

#### REFERENCES

*I.* Sher H.A., Addoweesh K.E. Micro-inverters – Promising solutions in solar photovoltaics. Energy for Sustainable Development, Vol. 16, Iss. 4, Dec. 2012, pp. 389-400.

2. Shiniakov Ju.A., Shurygin Ju.A., Arzhanov V.V., Osipov A.V., Teushchakov O.A., Arzhanov K.V. Avtomatizirovannaia fotoelektricheskaia ustanovka s povyshennoi energeticheskoi effektivnost'iu [Automated PV installation with increased energy efficiency]. Doklady TUSURa [Reports TUSUR], №2 (24), Vol. 1, Dec. 2011, pp. 282-287. (Rus).

3. Tonkal' V.E., Novosel'tsev A.V., Chernykh Ju.K. *Optimizatsiia parametrov avtonomnykh invertorov* [Optimization of the autonomous inverter parameters]. Kiev, Naukova Dumka Publ., 1985. 220 p. (Rus).

4. Komarov N.S., Martynov V.V., Mikhal'skaia V.F. *Tranzistornyi invertor s kvazisinusoidal'nym vykhodnym napriazheniem na osnove mostovoi skhemy* [Transistor inverter with quasi sinusoidal output voltage based on a bridge circuit]. *Problemy sozdaniia i ispol'zovaniia vozobnovliaemykh istochnikov energii* [Problems of development and use of renewable energy sources]. Kiev, Institute of Electrodynamics NAN Ukraine, 1991, pp. 98-106. (Rus).

5. Kibakin V.M. *Osnovy kliuchevykh metodov usileniia* [Fundamentals of the key methods of strengthening]. Moscow, Energiia Publ., 1980. 232p. (Rus).

**6.** Moin V.S. *Stabilizirovannye tranzistornye preobrazovateli* [Stabilized transistor converters]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1986. 376p. (Rus).

7. Komarov N.S., Statsenko A.V., Shelkovyiy D.A. Invertor solnechnoy batarei s ekstremalnyim regulirovaniem moschnosti [Solar inverter with the extreme power control]. *Visnik KNUTD*, 2014, no.2, pp. 106-112. (Rus).

Поступила (received) 05.06.2016

*Мартынов Дмитрий Вячеславович*<sup>1</sup>, *ген. директор, Мартынов Вячеслав Владимирович*<sup>2</sup>, *к.т.н., с.н.с.,* <sup>1</sup> ООО «Электротехимпульс», 03061, Киев, пр. Отрадный, 95-г, тел/phone +38 044 222 69 92, +38 067 906 22 91 e-mail: d.martynov@electrotechimpulse.com <sup>2</sup> Институт электродинамики Национальной академии наук Украины, 03680, Киев, пр. Победы, 56, тел/phone +38 044 366 2442, e-mail: mart\_v@ied.org.ua

D.V. Martynov<sup>1</sup>, V.V. Martynov<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Electrotechimpulse LLC,

95-g, Vidradniy Avenue, Kyiv, 03061, Ukraine.

<sup>2</sup> Institute of Electrodynamics of National Academy of Sciences of Ukraine,

56, Peremohy Avenue, Kyiv, 030680, Ukraine.

Researching of electromagnetic processes in micro inverter for PV solutions on the based flyback inverter.

**Goal.** Researching of electromagnetic processes in micro inverter for PV solutions with sinusoidal output voltage. Research based on the flyback converter and its control system for the

implementation to work with reactive load and development of methodology for define the parameters of the inverter to ensure that the required quality of the output voltage. Methodology. In this research we used the methods of analysis of the frequency characteristics and mathematical modeling of electromagnetic processes in a single-ended flyback converter with PWM. Result. A review of the literature showed that the flyback converter operating in discontinuous inductor current mode is the basic and cheap solution for PV dc/ac inverter. In this paper, we proposed to modify the inverter switching algorithm for improving the efficiency of its operation, compared with the base solution, when it working on a complex load or generation of reactive power to AC power. The model developed for the simulation has allowed to optimize the management and structure of feedback in grid inverter (flyback). It is shown that the proposed solution makes it possible to combine a single-phase inverters in three-phase system that allows to reduce the capacitive filter which mounted parallel photoelectric converter, thus help to increase system life. Developed a method for determining the basic parameters of the flyback converter for PV grid inverter. Original. Shown the results of the study of mathematical model of the flyback converter for photovoltaic solutions, control system operation algorithm and the method of determining the basic parameters of the inverter. Practical value. The research allowed to develop a method for determining the basic inverter parameters, optimize the structure of feedback algorithms and switching power transistors to achieve high quality output power and safe mode of switching power transistors. References 7, figures 5.

Key words: flyback inverter, photovoltaic inverter (PV), microinverter.

#### УДК 621.331: 621.311.4-047.38

Д.В. Міронов, В.Г. Сиченко, О.О. Матусевич

## АВТОМАТИЗОВАНА СИСТЕМА МОНІТОРИНГУ ТА ПРОГНОЗУВАННЯ ФАКТИЧНОГО ЗАЛИШКОВОГО РЕСУРСУ ОБЛАДНАННЯ ТЯГОВИХ ПІДСТАНЦІЙ

В умовах розвитку ринкових відносин у галузі енергоремонту система планово-попереджувальних ремонтів у багатьох випадках не забезпечує прийняття оптимальних рішень. Центральними проблемами забезпечення надійності та живучості старіючого устаткування є проблема оцінки індивідуального ресурсу обладнання та гнучке планування ремонтних робіт. В даній роботі авторами запропонована методика оцінки фактичного залишкового ресурсу електрообладнання в реальному часі на основі даних експлуатації, яка дозволяє автоматизувати моніторинг узагальненого технічного стану устаткування. Розроблено алгоритм оперативного моніторингу технічного стану обладнання, який дозволяє безперервно вести оцінку поточного технічного стану устаткування і попереджувати аварійні ситуації та відмови контрольованого обладнання. Запропоновано підхід до пріоритетного планування ремонтно-профілактичних робіт на основі оцінки фактичного залишкового ресурсу електрообладнання з використанням узагальнених діагностичних показників, що дозволяє обґрунтовано встановити черговість проведення ремонтно-профілактичних робіт для парку однотипного обладнання. На основі методики оцінки фактичного залишкового ресурсу електрообладнання розроблена автоматизована система для безперервного моніторингу та розрахунку фактичного залишкового ресурсу. Бібл. 11, табл. 2, рис. 3.

*Ключові слова:* електропостачання; тягова підстанція; технічне обслуговування; діагностування; залишковий ресурс; автоматизована система.

В условиях развития рыночных отношений в отрасли энергоремонта система планово-предупредительных ремонтов во многих случаях не обеспечивает принятия оптимальных решений. Центральными проблемами обеспечения надежности и живучести стареющего оборудования является проблема оценки индивидуального ресурса оборудования и гибкое планирование ремонтных работ. В данной работе авторами предложена методика оценки фактического остаточного ресурса электрооборудования в реальном времени на основе данных эксплуатации, которая позволяет автоматизировать мониторинг обобщенного технического состояния оборудования. Разработан алгоритм оперативного мониторинга технического состояния оборудования, который позволяет непрерывно вести оценку текущего технического состояния и предупреждать аварийные ситуации и отказы контролируемого оборудования. Предложен подход к приоритетному планированию ремонтно-профилактических работ на основе оценки фактического остаточного ресурса электрооборудования с использованием обобщенных диагностических показателей, что позволяет обоснованно установить очередность проведения ремонтно-профилактических работ для парка однотипного оборудования. На основе методики оценки фактического остаточного ресурса электрооборудования разработана автоматизированная система для непрерывного мониторинга и расчета фактического остаточного ресурса. Библ. 11, табл. 2, рис. 3.

*Ключевые слова:* электроснабжение; тяговая подстанция; техническое обслуживание; диагностирование; остаточный ресурс; автоматизированная система.

Вступ. В умовах розвитку ринкових відносин у галузі енергоремонту система плановопопереджувальних ремонтів (ППР) у багатьох випадках не забезпечує прийняття оптимальних рішень. Це пов'язане з тим, що планування профілактичних робіт не залежить від технічного стану конкретної одиниці електрообладнання (EO), що призводить до появи додаткових матеріальних і трудових витрат. Методи, обсяг і періодичність контролю при діагностиці технічного стану агрегату вибираються таким чином, щоб забезпечити високу надійність експлуатації всіх вузлів ЕО. Накопичений досвід оцінки стану елементів ЕО і порядок продовження їх ресурсу після тривалої експлуатації показує, що при напрацюванні, яке перевищує проектне більш ніж в 2 рази, повинні бути виконані спеціальні ресурсні дослідження, вимірювання і розрахунки. За результатами цих досліджень встановлюється індивідуальний ресурс елемента ЕО, тобто максимальне наближення до граничного стану устаткування при дотриманні вимог до його безвідмовної роботи.

Звідси випливає, що центральними проблемами забезпечення надійності та живучості старіючого

устаткування є проблема оцінки індивідуального ресурсу обладнання та гнучке планування ремонтних робіт. Новим напрямком у розвитку системи технічного обслуговування і ремонту (ТО і Р) є розробка підходів, заснованих на індивідуальному спостереженні за реальними змінами технічного стану обладнання в процесі експлуатації [1-3]. Для цього необхідно розробляти засоби отримання діагностичної інформації, а також математичні методи і моделі, що дозволяють врахувати основні фактори, що впливають на технічний стан ЕО. Ще більш важливим завданням у цьому випадку є створення комплексного методу визначення технічного стану, здатного об'єднати різнобічну діагностичну інформацію і на цій базі розрахувати інтегральну кількісну характеристику рівня технічного стану. Вирішення цих проблем відкриває додаткові шляхи для отримання економічного ефекту, дозволяє попереджувати можливі відмови і непередбачені досягнення граничних станів, більш правильно планувати режими експлуатації, профілактичні заходи та постачання запасними частинами. Більше того, перехід до індивідуальної оцінки веде до

© Д.В. Міронов, В.Г. Сиченко, О.О. Матусевич

збільшення середнього ресурсу обладнання, оскільки зменшує частку агрегатів, що передчасно знімаються для ремонту, і відкриває шлях для обгрунтованого вибору оптимального терміну експлуатації. У ряді випадків рентабельна експлуатація може бути продовжена в умовах знижених навантажень. Тому можна розглядати оцінювання індивідуального залишкового ресурсу як свого роду систему управління процесом експлуатації та технічного обслуговування. Порівнюючи отримане значення з допустимими межами його зміни, можна дати рекомендації про необхідність виведення ЕО в ремонт або про продовження його експлуатації. Не менш важливою проблемою є задача прогнозування залишкового ресурсу ЕО.

Мета та завдання. Розробити методику та алгоритм оцінки фактичного залишкового ресурсу ЕО для створення автоматизованої системи моніторингу та прогнозування залишкового ресурсу обладнання тягових підстанцій.

Методика оцінки фактичного залишкового ресурсу енергетичного обладнання. Вирішення проблеми оцінки індивідуального ресурсу на практиці ускладнюється з наступних причин:

• поточний контроль стану обладнання може бути здійснений лише за обмеженою кількістю показників, у той час як прийняття рішення щодо продовження ресурсу потребує поточної оцінки по всій множині діагностичних показників;

• необхідно розглядати не тільки локальні часткові показники ресурсу, але і формувати узагальнені агреговані показники, що відображають стан агрегату в цілому, на основі яких можна було б приймати достовірні рішення з планування ремонтних робіт.

Таким чином, для реалізації індивідуального підходу до планування ремонтних робіт необхідна не тільки наявність діагностичних систем контролю стану електрообладнання, а й відповідна алгоритмічна та методична база оцінки залишкового ресурсу енергоагрегату за його поточним станом, заснована на систематизації інформації про діагностичні показники експлуатації [4-6]. Ідентифікація показників процесу зміни ресурсу обладнання при експлуатації повинна здійснюватися на основі інформації з різних джерел, таких, як результати обстежень під час ремонтних робіт, результати поточного контролю з використанням різних методів, статистики аварій, експертні оцінки [7, 8].

Для складних агрегатів число контрольованих діагностичних показників становить десятки і більше. Відповідно, по кожному з параметрів оцінюється свій частковий ресурс. Таким чином, контрольований агрегат, який є об'єктом спостереження, характеризується безліччю часткових ресурсів:

$$\{r_i(t): i \in I_r\},\tag{1}$$

де  $r_i(t)$  – частковий ресурс агрегату по *i*-му показнику працездатності;  $I_r$  – індексна множина часткових ресурсів.

На сьогоднішній день існує безліч методів контролю та діагностики технічного стану обладнання, які, в основному, спрямовані на виявлення найбільш проблемних вузлів контрольованого агрегату [9]. Даний підхід до оцінки ресурсу агрегату передбачає виявлення таких показників працездатності, за якими частковий ресурс контрольованого агрегату є мінімальним. Аналітично даний підхід можна записати в наступному вигляді:

$$r_{\min}(t) = \min_{(i \in I_r)} \{ r_i(t) \},$$
(2)

де  $r_{\min}(t)$  – оцінка критичного ресурсу агрегату.

Такий підхід для окремих агрегатів, безумовно, є виправданим, оскільки дозволяє одночасно вирішувати задачу діагностики стану обладнання та попереджати виникнення аварій на основі цілеспрямованих профілактичних ремонтів. Тому деталізований контроль часткових показників є обов'язковим для всіх методик оцінки передаварійних ситуацій.

Однак даний підхід має недоліки. По-перше, обсяг контрольованих показників працездатності завжди є обмеженим. Неконтрольовані параметри можуть зумовити непрогнозовану аварійну ситуацію. Тому оцінка критичного ресурсу контрольованого агрегату є неповною і повинна розглядатися в якості однієї з можливих, хоча й досить представницьких оцінок, але потребуючої подальшого уточнення. По-друге, на практиці, як правило, не представляється можливим одночасно проводити діагностику всього парку контрольованого обладнання традиційними методами. Більш того, деякі методи діагностики вимагають виведення обладнання з експлуатації. У зв'язку з цим, особливо важливе значення має вирішення завдання моніторингу загального технічного стану обладнання в реальному часі, з метою виявлення окремих агрегатів, що вимагають проведення більш детальних обстежень відомими методами. Тут знання узагальненого технічного стану обладнання дозволяє оцінити надійність всього технологічного комплексу в цілому і правильно розподілити ресурси на проведення ремонтно-профілактичних робіт за видами обладнання.

Для усунення зазначених вище недоліків розроблено методику оцінки узагальненого залишкового ресурсу електрообладнання, наведену далі. Методика передбачає введення додаткової оцінки залишкового ресурсу агрегату на основі використання узагальненого діагностичного показника технічного стану електрообладнання D [10].

У процесі експлуатації електрообладнання піддається впливу різних експлуатаційних факторів, кожен з яких певною мірою впливає на зміну його технічного стану. Припустимо, що при роботі електрообладнання в реальних умовах на нього впливають N різних експлуатаційних факторів, які характеризуються величиною уі. Фактором може бути як деякий одиничний вимірюваний параметр, так і комплекс величин, що характеризують природу досліджуваного експлуатаційного фактору. Припустимо, що на конкретне електрообладнання діє деякий фактор уі. При збільшенні інтенсивності впливу фактору уі на величину  $\Delta y_i$  фактичний залишковий ресурс електрообладнання зменшується в  $k_i$  разів, а при зменшенні – збільшується в k<sub>i</sub> разів. Тому можна записати наступний вираз для обчислення фактичного залишкового ресурсу електрообладнання залежно від зміни величини уі.

$$Rres(t) = R_0 \cdot k_i(t), \qquad (3)$$

де  $R_{res}(t)$  — фактичний залишковий ресурс електроустаткування;  $R_0$  - нормативний ресурс електрообладнання при  $y_i = y_{nom}$ ;  $k_i(t)$  —параметричний показник зміни діагностичного параметру  $y_i$ . Параметричний показник  $k_i(t)$  обчислюється за наступним виразом:

$$k_{i}(t) = \frac{y_{perm}^{em} - y_{i}(t)}{y_{perm}^{em} - y_{nom}},$$
(4)

де  $y_i(t)$  – поточне значення діагностичного параметру;  $y_{perm}^{em}$  – граничне (аварійне) значення  $y_i(t)$ ;  $y_{nom}$  – номінальне (робоче) значення  $y_i(t)$ .

Формула (3) справедлива для випадку, коли на електрообладнання впливає один єдиний *i*-й фактор  $y_i$ . В реальних умовах експлуатації на зміну технічного стану електрообладнання впливає безліч факторів. Для аналізу результатів діагностичних вимірювань, уніфікації інформації та отримання узагальненої оцінки технічного стану електрообладнання пропонується використання методики, представленої в [10]. З врахуванням цього вираз (3) можна представити у наступному вигляді:

$$R_{res}^{i}(t) = R_0 \cdot \frac{D_{perm}^{em} - D_i(t)}{D_{perm}^{em} - D_{nom}},$$
(5)

де  $D_i(t)$  – поточне значення узагальненого діагностичного показника;  $D_{perm}^{em}$  – граничне (аварійне) значення  $D_i(t)$  ( $D_{perm}^{em}$  = 0,37);  $D_{nom}$  – номінальне (робоче) значення  $D_i(t)$  ( $D_{nom}$  = 0,8).

Розроблену методику можна використовувати для оцінки фактичного залишкового ресурсу електрообладнання різного типу. Розглянемо приклад застосування методики для оцінки фактичного залишкового комутаційного ресурсу швидкодіючого вимикача постійного струму ВАБ-43. Згідно з [11] визначено види контрольованих діагностичних параметрів та межі їх припустимих значень. За методикою, представленою в [10], виконано перетворення діагностичних параметрів в часткові функції бажаності. Значення контрольованих параметрів та результати розрахунку часткових d і узагальнених D функцій бажаності представлені у табл. 1 та табл. 2.

Таблиця 1 Значення контрольованих параметрів вимикачів типу ВАБ-43

	Sha fellin komponobulin nupukerpib bilkina ib ring bi b				
	Номер досліджуваного вимикача				
	1	2	3		
$y_1$	10	46	70		
$y_2$	90	78	73		
$y_3$	89	78	82		
$y_4$	33	32	23		
<i>y</i> <sub>5</sub>	14	17	4		
$y_6$	2	2,4	3,2		
<i>Y</i> 7	2,4	3,6	1		
$y_8$	3,4	4,1	2,2		
<i>y</i> 9	20	15,8	12		
$y_{10}$	2,4	1,5	4,2		
<i>Y</i> <sub>11</sub>	4,8	5,5	7,9		
<i>Y</i> <sub>12</sub>	2,1	2,2	1,6		
<i>Y</i> <sub>13</sub>	38	34	49		
<i>Y</i> <sub>14</sub>	198	196	205		

Функції бажаності

	Номер досліджуваного вимикача			
	1	2	3	
$d_1$	0,764	0,59	0,438	
$d_2$	0,697	0,518	0,43	
$d_3$	0,684	0,518	0,584	
$d_4$	0,704	0,634	0,331	
$d_5$	0,8	0,537	0,325	
$d_6$	0,726	0,533	0,329	
$d_7$	0,8	0,348	0,37	
$d_8$	0,8	0,548	0,397	
$d_9$	0,8	0,579	0,37	
$d_{10}$	0,8	0,45	0,342	
$d_{11}$	0,701	0,555	0,372	
$d_{12}$	0,8	0,653	0,444	
$d_{13}$	0,704	0,488	0,4	
$d_{14}$	0,653	0,444	0,37	
מ	0,753	0,517	0,377	
D	добре	задов.	погано	

Користуючись даними табл. 2 розрахуємо фактичний залишковий комутаційний ресурс швидкодіючих вимикачів за виразом (5). При цьому, згідно з [11] нормативний комутаційний ресурс швидкодіючого вимикача ВАБ-43  $R_0 = 80$  відключень.

$$R_{res}^{1} = R_{0} \cdot \frac{D_{perm}^{em} - D_{1}}{D_{perm}^{em} - D_{nom}} =$$

$$= 80 \cdot \frac{0,37 - 0,753}{0,37 - 0,8} = 71,256 \approx 71 \text{ відключення;}$$

$$R_{res}^{2} = R_{0} \cdot \frac{D_{perm}^{em} - D_{2}}{D_{perm}^{em} - D_{nom}} =$$

$$= 80 \cdot \frac{0,37 - 0,517}{0,37 - 0,8} = 27,349 \approx 27 \text{ відключень;}$$

$$R_{res}^{3} = R_{0} \cdot \frac{D_{perm}^{em} - D_{3}}{D_{perm}^{em} - D_{nom}} =$$

$$= 80 \cdot \frac{0,37 - 0,377}{0,37 - 0,8} = 1,302 \approx 1 \text{ відключення.}$$

Отримані значення фактичного залишкового ресурсу дозволяють оцінити поточний технічний стан контрольованого обладнання. Результати розрахунку можуть бути використані для коригування графіку ремонтно-профілактичних робіт (РПР) на тягових підстанціях, що дозволяє перейти від системи ППР до обслуговування обладнання за фактичним технічним станом.

При розгляді цілого парку енергетичного обладнання і, як правило, дефіцитному ремонтному фонді підприємства, найчастіше виникає завдання оперативного планування ремонтно-профілактичних робіт по фактичному стану обладнання. По суті, необхідно обгрунтовано встановити чітку черговість виведення того чи іншого обладнання в ремонт. З використанням даної методики реалізований підхід до оперативного планування ремонтно-профілактичних робіт, заснований на розстановці ремонтних пріоритетів контрольованого обладнання. Розстановка ремонтних пріоритетів здійснюється, виходячи з виробітку

Таблиця 2

узагальненого залишкового ресурсу однотипного обладнання:

$$B_k(t) = (1 - \frac{R_{res}^i(t)}{R_0^i}) \cdot 100\%,$$
(6)

де  $B_k(t)$  – вироблення залишкового ресурсу *i*-го обладнання;  $R_{res}^i(t)$  – залишковий ресурс *i*-го обладнання на момент прийняття рішення;  $R_0$  – нормативний ресурс електрообладнання при  $y_i = y_{nom}$ .

Далі необхідно провести ранжування отриманих значень вироблення в порядку спадання і присвоїти кожному з агрегатів відповідний номер. Кожному агрегату присвоюється ремонтний пріоритет, який відображається на графіку у верхній частині стовбчастої діаграми. Одиниця присвоюється агрегату з найбільшою виробленням залишкового ресурсу. Чим більше вироблення залишкового ресурсу агрегату, тим вище його ремонтний пріоритет.

Проведемо розстановку ремонтних пріоритетів за результатами розрахунку фактичного залишкового ресурсу  $R_{res}^1 - R_{res}^3$ .

Призначення ремонтних пріоритетів контрольованого обладнання дозволяє встановлювати чітку черговість проведення ремонтно-профілактичних робіт однотипного обладнання, а аналіз фактичного залишкового ресурсу – необхідність їх проведення на момент прийняття рішень в умовах дефіциту матеріальних ресурсів.



Рис. 1. Ремонтні пріоритети для швидкодіючих вимикачів ВАБ-43

Алгоритм оперативного моніторингу технічного стану електрообладнання. Використовуючи методику оцінки фактичного залишкового ресурсу енергетичного обладнання можна вирішити задачу оперативного моніторингу технічного стану ЕО. Алгоритм вирішення даної задачі представлений на рис. 2.



Рис. 2. Алгоритм оперативного моніторингу технічного стану ЕО

Алгоритм реалізується наступним чином:

• введення початкових даних (нормативний ресурс EO; номінальне (робоче), поточне та граничне (аварійне) значення діагностичного параметру);

• розрахунок часткових та узагальнених діагностичних показників;

• співставлення значення розрахованих величин з пороговими рівнями:

о виконання умови  $D_i(t) > 0,63$  свідчить про нормальний робочий стан обладнання;

о виконання умови  $0,37 < D_i(t) \le 0,63$  свідчить про передаварійний стан обладнання; розраховується та прогнозується фактичний залишковий ресурс обладнання, виробіток узагальненого залишкового ресурсу та виноситься рішення про проведення РПР;

о виконання умови  $D_i(t) \le 0.37$  свідчить про аварійний стан обладнання; проводиться аналіз часткових діагностичних показників, розраховується та прогнозується частковий залишковий ресурс обладнання, виноситься рішення про виведення обладнання із експлуатації та проведення РПР.

Даний алгоритм дає змогу попереджувати можливі відмови і аварійні ситуації на контрольованому обладнанні за рахунок моніторингу та прогнозуванню поточного технічного стану ЕО, що підвищує надійність і безвідмовність роботи обладнання тягових підстанцій.

Автоматизована система моніторингу і прогнозування фактичного залишкового ресурсу обладнання тягових підстанцій. За допомогою описаної вище методики та алгоритму розроблена автоматизована система моніторингу і прогнозування фактичного залишкового ресурсу обладнання тягових підстанцій. Дана система призначена для моніторингу і прогнозування фактичного залишкового ресурсу енергетичного обладнання, а також для ведення інформаційної бази даних енергетичного устаткування. Структура системи зображена на рис. 3.



Автоматизована система забезпечує виконання наступних функцій:

• ведення інформаційної бази даних показників працездатності та ремонтної статистики обладнання;

 розрахунок і графічне відображення критичного і залишкового ресурсів обладнання;

• прогнозування залишкового ресурсу обладнання на заданий інтервал часу;

• розрахунок і графічне відображення ремонтних пріоритетів обладнання.

Автоматизована система складається з наступних модулів: сервера з інформаційною базою даних (встановлюється на дистанції електропостачання), клієнта (встановлюється на тяговій підстанції), модуль вводу даних, модуля розрахунку фактичного залишкового та критичного ресурсів, програмного забезпечення (ПЗ) адміністрування (персонал дистанції електропостачання) та операторів виробничих відділів (персонал тягової підстанції).

В інформаційній базі даних зберігаються відомості про структуру тягових підстанцій, інформація про основні експлуатаційні характеристики агрегатів, параметри розрахунку узагальненого і критичного ресурсу. При кожному додаванні в базу даних нових записів про параметри експлуатаційних характеристик агрегату активізується модуль розрахунку фактичного та узагальненого залишкового ресурсу.

Модуль вводу даних дозволяє автоматично вводити поточні значення контрольованих діагностичних показників в електронну базу даних з існуючої АСУ ТП в автоматичному режимі. При відсутності АСУ ТП оператор моє змогу здійснювати ручне введення в базу даних значень показників експлуатації.

Налаштування параметрів роботи системи здійснюється за допомогою програмного забезпечення адміністрування. Тут редагуються структурні елементи тягової підстанції, задаються граничні значення діагностичних показників контрольованого обладнання, вносяться відомості про аварії та ремонти. Також дане ПЗ забезпечує розрахунок і графічне відображення критичного і залишкового ресурсів обладнання, часткових ресурсів по окремим контрольованим показникам, розрахунок і відображення прогнозних значень залишкового ресурсу обладнання, а також графіків ремонтних пріоритетів.

ПЗ операторів виробничо-технічних відділів призначено для вводу у ручному режимі поточних значень експлуатаційних характеристик контрольованих агрегатів, отриманих в результаті міжремонтних випробувань. Разом з цим дане ПЗ забезпечує графічне відображення критичного і залишкового ресурсів обладнання, графічне відображення часткових ресурсів по окремим контрольованим показникам, а також відкоригованих графіків ремонтнопрофілактичних робіт.

#### Висновки.

1. Запропонована методика оцінки фактичного залишкового ресурсу електрообладнання в реальному часі на основі даних експлуатації, яка дозволяє автоматизувати моніторинг узагальненого технічного стану устаткування.

2. Розроблено алгоритм оперативного моніторингу технічного стану ЕО, який дозволяє безперервно вести оцінку поточного технічного стану ЕО і попереджувати аварійні ситуації та відмови контрольованого обладнання.

3. Запропоновано підхід до пріоритетного планування ремонтно-профілактичних робіт на основі оцінки фактичного залишкового ресурсу електрообладнання з використанням узагальнених діагностичних показників, що дозволяє обґрунтовано встановити черговість проведення ремонтно-профілактичних робіт для парку однотипного обладнання.

4. На основі методики оцінки фактичного залишкового ресурсу електрообладнання розроблена автоматизована система для безперервного моніторингу та розрахунку фактичного залишкового ресурсу, що дозволяє оперативно реагувати на зміну технічного стану контрольованого обладнання і виділяти найбільш критичні одиниці технічного устаткування. Це дає змогу реалізувати систему технічного обслуговування обладнання тягових підстанцій за фактичним технічним станом, що дозволить значно скоротити матеріальні та фінансові затрати на проведення ремонтнопрофілактичних робіт.

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

*1.* Матусевич О.О., Міронов Д.В. Дослідження експлуатації силового обладнання системи тягового електропостачання залізниць // Наука та прогрес транспорту. Вісник Дніпропетровського національного університету залізничного транспорту, 2015, № 1 (55). – С. 62-77. doi: 10.15802/stp2015/38245.

2. Oleksandr Matusevych, Viktor Sychenko, Andrzej Bialon Continuous improvement of technical servicing and repair system of railway substation on the basis of FMEA methodology // TTS, 2016, № 1-2, pp. 75-79.

3. Барзилович Е. Ю. Модели технического обслуживания сложных систем. – М.: Высшая школа, 1982. – 231 с.

**4.** Henryk Maciejewski, George Anders Problem of model selection for Estimation of Equipment Remaining Life / Proc. of  $2^{nd}$  International Conference on Dependability of Computer Systems, 2007.

5. Журахівський А.В., Кінаш Б.М., Пастух О.Р. Надійність електричних мереж і систем. – Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2012. – 280 с.

6. Lawless J.F., Statistical Models and Methods for Lifetime Data, Wiley, 1982.

7. Henryk Maciejewski, George Anders, John Endrenyi On the use of statistical methods for predicting the end of life of electric power equipment / Proc. of the 2001 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives. – Spain, 2011.

**8.** Henryk Maciejewski Reliability Centered Maintenance of Repairable Equipment / Proc. of the 4<sup>th</sup> International Conference on Dependability of Computer Systems, 2009.

**9.** Кузнецов В.Г., Галкін О.Г., Єфімов О. В., Матусевич О. О. Надійність і діагностика пристроїв тягового електропос-

тачання: навчальний посібник. – Д. : Вид-во Маковецький, 2009. – 248 с.

**10.** Міронов Д.В. Удосконалення системи ТО і Р обладнання тягових підстанцій з використанням узагальнених критеріїв // Енергетика: економіка, технології, екологія, 2015, № 3 (41). – С. 107-116.

11. Інструкція з технічного обслуговування і ремонту обладнання тягових підстанцій, пунктів живлення і секціонування електрифікованих залізниць. – К. : ТОВ «Інпрес», 2008. – 125 с.

#### REFERENCES

*I.* Matusevych O.O., Mironov D.V. Study of the manual power equipment of traction electrification system of the railways. *Visnyk Dnipropetrovskoho natsionalnoho universitetu zaliznychnohj transport imeni akademika V. Lazariana – Bulletin of Dnipropetrovsk National University of Railway Transport named after Academician V. Lazaryan, 2015, iss.1(55), pp. 62-77. (Ukr). doi: 10.15802/stp2015/38245.* 

**2.** Oleksandr Matusevych, Viktor Sychenko, Andrzej Bialon. Continuous improvement of technical servicing and repair system of railway substation on the basis of FMEA methodology. *TTS*, 2016, no. 1-2, pp. 75-79.

3. Barzilovich E. Yu. *Modeli tekhnicheskogo obsluzhivaniya slozhnykh sistem* [The model of complex systems maintenance]. Moscow, Vysshaya shkola Publ., 1982. 231 p. (Rus).

4. Henryk Maciejewski, George Anders Problem of model selection for Estimation of Equipment Remaining Life. *Proc. of*  $2^{nd}$  *International Conference on Dependability of Computer Systems*, 2007.

5. Zhurakhivs'kyy A.V., Kinash B.M., Pastukh O.R. *Nadiynist' elektrychnykh merezh i system* [Reliability of electric networks and systems]. Lviv, Lviv Polytechnic Publ., 2012. 280 p. (Ukr).

6. Lawless J.F. Statistical Models and Methods for Lifetime Data, Wiley, 1982.

7. Henryk Maciejewski, George Anders, John Endrenyi. On the use of statistical methods for predicting the end of life of electric power equipment. *Proc. of the 2001 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives.* Spain, 2011.

**8.** Henryk Maciejewski. Reliability Centered Maintenance of Repairable Equipment. *Proc. of the 4<sup>th</sup> International Conference on Dependability of Computer Systems*, 2009.

**9.** Kuznetsov V.H., Halkin O.H., Yefimov O.V., Matusevych O.O. *Nadiynist' i diahnostyka prystroyiv tyahovoho elektropostachannya: navchal'nyy posibnyk* [Reliability and diagnostic the devices of traction power supply]. Dnipropetrovsk, Makovetskiy Publ., 2009. 248 p. (Ukr).

**10.** Mironov D.V. Improving the maintenance and repair of the equipment of traction substations with the use of generalized criteria. *Enerhetyka: ekonomika, tekhnolohiyi, ekolohiya – Energy: economy, technology, ecology*, 2015, no.3(41), pp. 107-116. (Ukr).

**11.** Instruktsiya z tekhnichnoho obsluhovuvannya i remontu obladnannya tyahovykh pidstantsiy, punktiv zhyvlennya i sektsionuvannya elektryfikovanykh zaliznyts' [Instructions for maintenance service and repair the equipment of traction substations, power and sectioning points of electrified railways]. Kyiv, Inpress Publ., 2008. 125 p. (Ukr).

Надійшла (received) 02.04.2016

Міронов Дмитро Вікторович<sup>1</sup>, аспірант, Сиченко Віктор Григорович<sup>1</sup>, д.т.н., проф., Матусевич Олександр Олександрович<sup>1</sup>, к.т.н., доц., <sup>1</sup>Дніпропетровський національний університет залізничного транспорту імені акад. В. Лазаряна, 49010, Дніпро, вул. Лазаряна, 2, тел/phone +38 056 373 15 25, e-mail: mironov.epz@yandex.ua

#### D.V. Mironov<sup>1</sup>, V.G. Sychenko<sup>1</sup>, O.O. Matusevych<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Dnipropetrovsk National University of Railway Transport named after Academician V. Lazaryan,

2, Lazaryan str., Dnipro, 49010, Ukraine.

# Automated system of monitoring and predicting the actual residual life of the traction substations equipment.

Purpose. The aim of this work is to develop the method and algorithm of estimating the electrical equipment actual residual life to create an automated system of monitoring and forecasting the traction substations equipment residual resource. Methodology. The basic principles of the theory of reliability, methods of structural-functional and multi-factor analysis, methods of mathematical and numerical modeling were used to solve the above mentioned tasks. To describe the algorithm and create the automated system of monitoring and forecasting the electrical equipment residual life, computer simulation and programming have been applied. Results. We offer a method of the real-time estimation of the electrical equipment actual residual life basis of the operation data, which allows automating the monitoring of the equipment general technical condition. We have developed an algorithm of the real-life monitoring the equipment technical condition. This allows continuous assessment of the

current technical state of equipment as well as preventing accidents, and the controlled equipment failure. We propose an approach to the priorized planning of the maintenance activities based on the assessment of the actual residual life of electrical equipment using generalized diagnostic indicators which reasonably prioritizes repair and maintenance work for a fleet of similar equipment. We have developed an automated system for continuous monitoring and calculating the actual equipment remaining life on the basis of the method of evaluating the actual residual life of electrical equipment. Originality. We developed a method of the estimation of the power equipment actual residual life using generalized diagnostic indicators, which allows solving the problem of optimal planning of maintenance and repair work. On the basis of this method an algorithm for real-life monitoring the technical condition of the electrical equipment and an automated system of monitoring and forecasting the electrical equipment residual life has been developed. Practical value. The method of evaluating the power equipment actual residual life allows assessing the current technical condition of the controlled equipment. The results can be used for adjusting the schedule of maintenance and repair work on traction substations, which allows implementing the system of maintenance based on the actual technical condition of the electrical equipment rather than that of scheduled preventive one. This will reduce material and financial costs of maintenance and repair work as well as the equipment downtime caused by planned inspections and repair improving reliability and uptime of electrical equipment. References 11, tables 2, figures 3.

*Key words*: electricity; traction substation; maintenance; diagnostics; residual life; the automated system.

Ю.В. Руденко, В.В. Мартынов

# АНАЛИЗ НАГРУЗОЧНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК В ВЫСОКОЧАСТОТНОМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ С ВЫСОКОВОЛЬТНЫМ ТРАНСФОРМАТОРОМ

Розроблено математичну модель високочастотного однотактного перевторювача з високовольтним трансформатором. На основі математичної моделі визначено графо-аналітичні залежності навантажувальних характеристик перетворювача. За допомогою отриманих залежностей показано можливість вибору оптимального співвідношення в кількості обвитків первинної та вторинної обмотки високовольтного трансформатору для формування заданої вихідної потужності перетворювача з урахуванням необхідної гальванічної ізоляції. Бібл. 6, табл. 1, рис. 5. Ключові слова: високочастотний перетворювач, високовольтний трансформатор, індуктивність розсіювання, навантажувальна характеристика

Разработана математическая модель высокочастотного однотактного преобразователя с высоковольтным трансформатором. На основе математической модели определены графо-аналитические зависимости нагрузочных характеристик преобразователя. С помощью полученных зависимостей показана возможность выбора оптимального соотношения в количестве витков первичной и вторичной обмотки высоковольтного трансформатора для формирования заданной выходной мощности преобразователя с учетом необходимой гальванической изоляции. Библ. 6, табл. 1, рис. 5.

Ключевые слова: высокочастотный преобразователь, высоковольтный трансформатор, индуктивность рассеяния, нагрузочная характеристика

Введение. Проектирование современных систем электропитания для высоковольтного технологического оборудования на основе высокочастотных преобразователей неразрывно связано с проблемой обеспечения необходимой гальванической изоляции входных и выходных цепей преобразователя. Гальваническая изоляция обеспечивается применением трансформаторов. Особенность высокочастотных трансформаторов состоит в том, что их паразитные параметры оказывают влияние на процесс передачи энергии из одной цепи в другую, особенно если используется трансформатор с повышенными требованиями к изоляции. О проблемах и необходимости учета паразитных параметров трансформатора в связи с повышенными требованиями к изоляции между обмотками указывается во многих работах, в частности, в [1-3]. Чем выше требуемое напряжение изоляции между обмотками трансформатора, тем большую величину диэлектрического промежутка между ними необходимо обеспечить. Это, в свою очередь, ведет к ухудшению магнитной связи между обмотками вследствие существенных уровней полей рассеяния и выражается таким продольным паразитным параметром трансформатора как индуктивность рассеяния. Упрощенная эквивалентная схема двухобмоточного трансформатора с учетом индуктивности рассеяния обмоток  $L_{s1}$ ,  $L_{s2}$  представлена на рис. 1. Как видно из данного рисунка, наличие индуктивности рассеяния трансформатора создает во входной цепи индуктивный делитель напряжения, что оказывает влияние на нагрузочную характеристику преобразователя, вызывая спад характеристики при больших токах нагрузки. Как показали проведенные исследования, для обеспечения требуемой нагрузочной характеристики в заданном диапазоне нагрузок преобразователя необходим правильный выбор параметров высоковольтного трансформатора. В первую очередь это касается величины коэффициента трансформации. Наличие существенного изоляционного промежутка между обмотками трансформатора осложняет расчет величины коэффициента трансформации, который обеспечил бы требуемую нагрузочную характеристику, а существующие в настоящее время методы анализа подобных устройств [4] не позволяют в полной мере рассчитать параметры установившегося процесса с учетом специфики высоковольтного трансформатора в части требований к гальванической изоляции его обмоток.



Целью данной работы является разработка математической модели высокочастотного преобразователя, содержащего высоковольтный трансформатор с заданным уровнем гальванической изоляций между первичной и вторичной обмотками. Такая модель должна способствовать обоснованному выбору оптимальных параметров преобразователя и конструкции трансформатора, обеспечивающих минимальные потери энергии на выходе преобразователя.

Для примера рассмотрим прямоходовой однотактный преобразователь – с разделительным трансформатором  $TV_1$  и обмотками  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  (рис. 2).

Первичная сторона данного преобразователя представляет собой двухтранзисторную схему ассиметричного моста, в котором диоды моста VD<sub>1</sub>, VD<sub>2</sub> служат для рекуперации энергии во входной источник после запирания силовых транзисторов. Вторичная сторона трансформатора в данном преобразователе

© Ю.В. Руденко, В.В. Мартынов

через прямовключенный диод выпрямителя  $VD_3$  подключена к выходному конденсатору и нагрузке. Индуктивность рассеяния трансформатора представляет собой продольный паразитный элемент. При ее значительной величине (более 20-40 мкГн) представляется целесообразным отказаться от применения индуктивного накопителя в выходной цепи преобразователя и использовать индуктивность рассеяния трансформатора в качестве индуктивного накопителя.



Рис. 2. Структурная схема преобразователя

В алгоритме работы однотактного прямоходового преобразователя за основу расчетов возьмем два интервала работы: интервал открытого состояния транзисторов продолжительностью T<sub>H</sub>, когда энергия входного источника U<sub>ех</sub> передается в нагрузку и происходит накопление энергии в поле рассеяния трансформатора, и интервал при закрытых транзисторах продолжительностью То, когда происходит частичная рекуперация энергии из поля рассеяния во входной источник через диоды моста и передача остальной части энергии в нагрузку через диод выпрямителя. Будем считать, что пульсации напряжения на выходном конденсаторе преобразователя пренебрежимо малы по сравнению с постоянной составляющей, что дает возможность представить выходной конденсатор источником постоянной э.д.с. U'<sub>c</sub>, величина напряжения которого приведена к первичной стороне схемы замещения трансформатора  $U_c = K_{TP}$ ,  $K_{TP} = \omega_1/\omega_2$ . На рис. З изображены схемы замещения для этапа накопления энергии в поле рассеяния трансформатора (*a*) и для этапа ее отдачи во входной источник и нагрузку (б). Допуская величину к.п.д. трансформатора достаточно высокой при использовании его в прямоходовом преобразователе, индуктивностью намагничивания пренебрегаем. Для дальнейшего анализа будем пренебрегать активными потерями в обмотках трансформатора и допускать, что вся индуктивность рассеяния трансформатора приведена к первичной стороне и обозначена как L<sub>s</sub>. Т.к. при анализе пренебрегаем током намагничивания, считаем, что в схеме замещения ток первичной стороны трансформатора равен току вторичной стороны и соответствует току индуктивности рассеяния  $i_{Ls}(t)$ .

На схемах также показано сопротивление нагрузки, величина которого приведена к первичной стороне схемы замещения трансформатора  $R'_{\mu} = R_{\mu}K^{2}_{TP}$ .

В таком случае, система дифференциальных уравнений, описывающих процессы в преобразователе для двух интервалов работы, имеет вид:

$$L_s \frac{di_{Ls}(t)}{dt} + U'_c = U_{ex}, \qquad (1)$$



Рис. 3. Схемы замещения преобразователя

Переходя от полученной системы к уравнениям относительно приращений согласно подходу, обоснованному в [5], получим следующую систему:

$$L_s \frac{\Delta I_{Ls}}{T_H} + U_c K_{TP} = U_{ex} , \qquad (3)$$

$$L_s \frac{\Delta I_{Ls}}{T_O} = U_{ex} + U_c K_{TP} , \qquad (4)$$

где  $\Delta I_{Ls}$  – величина изменения тока на первичной стороне трансформатора, равная полному изменению тока в индуктивности рассеяния.

К данным уравнениям следует добавить выражение, определяющее средний ток на вторичной стороне трансформатора, который является током нагрузки *I*<sub>*u*</sub>:

$$\Delta I_{Ls} K_{TP} \frac{T_H + T_O}{2T} = \frac{U_c}{R_H} = I_H \,. \tag{5}$$

Полученная математическая модель на основе уравнений (3) – (5) для рассматриваемого однотактного прямоходового преобразователя дает возможность определить предельные значения индуктивности рассеяния обмоток трансформатора преобразователя, позволяющие обеспечить заданные диапазоны регулирования выходного напряжения  $U_c$ , максимальную пульсацию входного тока, соответствующую величине  $\Delta I_{Ls}$ , и максимальное значение выходной мощности. Необходимо заметить также, что информация о величине пульсации входного тока полезна для оценки максимального тока, протекающего через силовые транзисторы преобразователя при выборе типа транзистора.

Исходя из разработанной модели определим нагрузочную характеристику преобразователя  $U_n(I_n)$  в зависимости от индуктивности рассеяния трансформатора. Для этого определим из уравнения (3) величину  $\Delta I_{Ls}$ :

$$\Delta I_{Ls} = \frac{\left(U_{ex} - U_c K_{TP}\right)}{L_s} T_H \, .$$

Из выражения (4) определим величину  $T_O$  с учетом полученного выше значения  $\Delta I_{Ls}$ :

$$T_O = \frac{U_{ex} - U_c K_{TP}}{U_{ex} + U_c K_{TP}} T_H$$

Подставляя данные выражения в уравнение (5), получим выражение для нагрузочной характеристики:

$$U_c = \frac{U_{ex}}{K_{TP}} \cdot \frac{K_{TP} T_H^2 U_{ex} - L_s T I_H}{K_{TP} T_H^2 U_{ex} + L_s T I_H}.$$
 (6)

От полученного выражения можно перейти к зависимости выходной мощности рассматриваемого однотактного прямоходового преобразователя от тока нагрузки:

$$P_{eblx} = \frac{U_{ex}I_{H}}{K_{TP}} \cdot \frac{K_{TP}T_{H}^{2}U_{ex} - L_{s}TI_{H}}{K_{TP}T_{H}^{2}U_{ex} + L_{s}TI_{H}} .$$
(7)

Таким образом, имеем нагрузочные характеристики преобразователя (6) и (7), в которых функциональными параметрами являются характеристики силового трансформатора – коэффициент трансформации  $K_{TP}$  и индуктивность рассеяния его обмоток  $L_s$ . Согласно работе [6], индуктивность рассеяния обмоток напрямую зависит от их конструкции и взаимного расположения. Например, для концентрического расположения обмоток одна над другой на одном стержне магнитопровода в работе [6] получено следующее выражение для индуктивности рассеяния:

$$L_{s} = \frac{\mu_{0}}{2\pi} \omega_{1}^{2} p \ln \left[ Kc \frac{(0,223h+0,78d)^{2}}{0,05(h+b_{1})(h+b_{2})} \right], \quad (8)$$

где

$$Kc = \frac{((2a+d)0,78+0,223h)^2}{(1,56a+0,223h)(1,56(a+d)+0,223h)} -$$

коэффициент, учитывающий влияние магнитопровода, h – ширина сечения обмотки вдоль стержня (считаем, что обмотки  $\omega_1$  и  $\omega_2$  имеют одинаковую ширину сечения);  $b_1$  – высота сечения обмотки  $\omega_1$  в направлении от линии стержня;  $b_2$  – высота сечения обмотки  $\omega_2$  в направлении от линии стержня; a – высота средней линии сечения обмотки  $\omega_1$  от поверхности стержня; p – средний периметр витка первичной обмотки  $\omega_1$ ,  $d=b_1/2+b_2/2+d$  – расстояние между средними линиями сечений обмоток  $\omega_1$  и  $\omega_2$ , d' – расстояние между соседними боковыми поверхностями обмоток  $\omega_1$  и  $\omega_2$ .

Выберем для примера магнитопровод типа U-93, имеющий сечение стержня 28 мм × 30 мм. Будем считать, что количество витков первичной обмотки  $\omega_1$ =80 и параметры ее конструкции предварительно определены: b1 = 8 мм, h = 80 мм, a = 6,5 мм, p = 168 мм. Тогда, заданным значениям расстояний между обмотками  $d^{2}$  и величине коэффициента трансформации  $K_{TP}$  будут соответствовать значения индуктивности рассеяния  $L_{s}$ , рассчитанные по формуле (8) (табл. 1). В таблице также указаны расчетные значения высоты сечения обмотки b2 с учетом коэффициента трансформации.

На основании данных табл. 1 можно построить графические зависимости нагрузочных характеристик.

Таблица 1

<i>d'</i> , мм	10	7,5	5	2,5	1,25
$K_{TP} = 0,5$ $b_2 = 14$ мм	250 мкГн	217 мкГн	187 мкГн	161 мкГн	144 мкГн
$K_{TP} = 1$ $b_2 = 8 \text{ MM}$	225 мкГн	194 мкГн	162 мкГн	127 мкГн	110 мкГн
$K_{TP} = 2$ $b_2 = 4$ MM	210 мкГн	178 мкГн	144 мкГн	108 мкГн	90 мкГн
$K_{TP} = 3$ $b_2 = 3$ MM	206 мкГн	174 мкГн	140 мкГн	103 мкГн	85 мкГн

Расчетные значения индуктивности рассеяния

На рис. 4 представлены нагрузочные характеристики выходной мощности (рис. 4,*a*) и выходного напряжения (рис. 4,*b*) рассматриваемого преобразователя с расчетными параметрами конструкции обмоток при фиксированном коэффициенте трансформации  $K_{TP} = 2$  и различных значениях расстояний между обмотками  $d^2 = 1,25...10$  мм при максимальном значении длительности управления силовыми транзисторами преобразователя  $T_H = 15$  мкс. В расчетах использованы величина входного напряжения  $U_{ex} = 300$  B, период рабочей частоты T = 40 мкс.



Рис. 4. Нагрузочные характеристики преобразователя при фиксированном К<sub>ТР</sub>

Графики иллюстрируют тенденции изменения выходных параметров преобразователя при изменении величины диэлектрического промежутка между обмотками трансформатора d'. Графические зависимости показывают, что наличие диэлектрического промежутка существенно снижает способность передачи энергии преобразователем. Особенно это проявляется при больших токах нагрузки, когда мощность на выходе преобразователя резко снижается после своего максимума. Поэтому целесообразным является использование рабочего диапазона изменения выходного тока преобразователя на участке от нуля до точки максимума в кривой выходной мощности. Существенный характер носит также снижение уровня выходного напряжения при увеличении тока нагрузки.

На рис. 5 представлены нагрузочные характеристики при различных коэффициентах трансформации  $K_{TP} = 0,5...3$ , фиксированном заданном значении d' = 10 мм и максимальном значении длительности управления силовыми транзисторами преобразователя  $T_H = 15$  мкс. При проектировании преобразователя приоритетным является заданное значение диэлектрического промежутка между обмотками, которое определяется техническим заданием. Поэтому за основу необходимо брать анализ зависимостей выходных параметров в формате рис. 5. Так, из анализа графиков рис. 4 видно, что при заданном расстоянии d' = 10мм с увеличением коэффициента трансформации до  $K_{TP} = 3$ максимальная выходная мощность преобразователя может быть достигнута при большем значении выходного тока ( $I_{\mu} = 10$  A), чем при значениях  $K_{TP} < 3$ . Однако, в этом случае величина выходного напряжения имеет существенное снижение. Это означает, что для формирования более высоких значений выходного напряжения в заданном диапазоне выходного тока необходимо либо переходить на более высокую габаритную мощность сердечника, либо использовать последовательное включение по выходу нескольких преобразователей. Аналогично можно рассмотреть выбор величины К<sub>ТР</sub> исходя из заданного диапазона выходного напряжения, обеспечивая требуемую выходную мощность путем параллельного соединения преобразователей по выходу.





Рис. 5. Нагрузочные характеристики преобразователя при фиксированном d'

Таким образом, для определения требуемого коэффициента трансформации высоковольтного трансформатора с заданным уровнем гальванической изоляции обмоток необходимо с помощью расчета нагрузочных характеристик по полученным выражениям (6), (7) выбрать то значение  $K_{TP}$ , которое обеспечит заданный диапазон выходного тока и напряжения исходя из компромиссного варианта параллельного либо последовательного включения преобразователей Используя разработанное по выходу. графоаналитическое описание характера изменения выходных параметров преобразователя, можно обоснованно рассчитать параметры трансформатора, обеспечивающие заданные характеристики преобразователя. Выбор оптимального коэффициента трансформации высоковольтного трансформатора преобразователя является многошаговым процессом и требует предварительных расчетов различных типов и параметров конструкций обмоток.

Выводы. Показанный в работе способ получения графо-аналитических зависимостей, их сопостав-

ления и анализа на примере рассмотренного преобразователя позволяет учесть как параметры конструкции трансформатора, так и требования к гальванической изоляции обмоток, уточняя тем самым процесс проектирования. Аналогично может быть проведено моделирование и исследование нагрузочных характеристик других типов преобразователей с учетом требований высоковольтного трансформатора.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

*1.* Назаренко О.К. Схемотехника управления током сварочного пучка электронов. – Киев: Институт электросварки им. Е.О.Патона НАН Украины, 2013. – 56с.

2. Чайка Н.К. Блок смещения и питания катода электронно-лучевой сварочной пушки с использованием инверторных преобразователей // Автоматическая сварка. – 2007. – №7. – С.50-52.

3. Щербаков А.В. Современные тенденции развития электрооборудования для прецизионной электронно-лучевой сварки и размерной обработки // Электротехника. – 2010. – №3.– С.42-48.

4. Бердников Д.В. Связь индуктивности рассеяния трансформатора и потерь в снаббере обратноходового преобразователя // Современная электроника. – 2005. – №3. – С.62-64.
5. Руденко Ю.В. Анализ процессов в обратноходовом преобразователе с учетом неидеальности трансформатора // Праці Інституту електродинаміки НАНУ: зб. наук. праць. – Київ: ІЕД НАНУ, 2011. – Вип.30. – С.108-116.

6. Русин Ю.С. Трансформаторы звуковой и ультразвуковой частоты. – Ленинград: Энергия, 1973. – 152с.

#### REFERENCES

*I.* Nazarenko O.K. *Skhemotekhnika upravlenia tokom svarochnoho puchka elektronov* [Schematic design of control for welding electron bunch current]. Kiev, Institut elektrosvarki im. E.O.Patona NAN Ukrainy Publ., 2013. 56 p. (Rus).

2. Chajka N.K. Unit of bias and supplying of cathode for electron-beam welding gun with apply of inverter converters. *Av*-tomaticheskaja svarka – Automatic welding, 2007, no.7, pp. 50-52. (Rus).

3. Shcherbakov A.V. Current tendencies of the electrical equipment development for precision electron-beam welding and dimensional processing. *Elektrotekhnika – Electrical Engineering*, 2010, no.3, pp. 42-48. (Rus).

**4.** Berdnikov D.V. Interrelation between transformer leakage inductance and snubber losses at the flyback converter. *Sovremennaja elektronika – Modern electronics*, 2005, no.3, pp. 62-64. (Rus).

5. Rudenko Ju.V. Analysis of processes in flyback converter with transformer faultiness. *Praci Institutu elektrodinamiki* NANU. Zbirnyk naukovykh prac', Kyiv IED NANU – Scientific works of Institute of Electrodynamics NANU. The collection of scientific works, Kyiv IED NANU, 2011, no.30, pp. 108-116. (Rus).

**6.** Rusin Ju.S. *Transformatory zvukovoj i ul'trazvukovoj chastoty* [Transformers of audio- and ultrasonic frequency]. Leningrad, Energija Publ., 1973. 152 p. (Rus).

Поступила (received) 02.06.2016

Руденко Юрий Владимирович<sup>1</sup>, к.т.н., с.н.с., Мартынов Вячеслав Владимирович<sup>1</sup>, к.т.н., с.н.с., <sup>1</sup>Институт электродинамики Национальной академии наук Украины, 03680, Киев, пр. Победы, 56, тел/phone +38 044 3662649, +38 044 3662442 e-mail: rudenko@ied.org.ua, mart\_v@ied.org.ua

#### Yu.V. Rudenko<sup>1</sup>, V.V. Martinov<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Institute of Electrodynamics of National Academy of Sciences of Ukraine,

56, Peremohy Avenue, Kyiv, 030680, Ukraine.

# Analysis of load characteristics in high-frequency converter with high-voltage transformer.

Goal. Development of the mathematical model of highfrequency converter, comprising a high voltage transformer with a given level of galvanic isolation between the primary and secondary windings. The model is needed to select the optimal parameters of the converter and transformer design, ensuring minimum loss of energy as it passes through the converter. Methodology. For this goal we used the method of mathematical modeling of electromagnetic processes on the example of single ended forward converter with high voltage isolation transformer. Taking the assumptions we built the equivalent converter circuits at intervals of his operation using the transformer equivalent circuit and its parasitic parameters – leakage inductance. Results. Using the example of actual parameters of transformer design, which provides the required dielectric gap between the windings, we designed a graph-based analytical load characteristics of the highfrequency inverter. The obtained dependences define and illustrate the behavior of the output inverter parameters with the variation of the dielectric space between the windings of the transformer. Analysis of the obtained results shows that the dielectric gap substantially reduces the ability to transfer energy by high-frequency converter. Studies have shown that output watt-ampere characteristic of the high-voltage converter comprises the maximum after which the output power significantly reduce. The results allow to determine the required ratio between primary and secondary windings of the high voltage transformer in order to obtain the required power at the load of high-voltage inverter, taking into account the necessary galvanic isolation. Originality. Scientific novelty of the results lies in developed mathematical model of highfrequency converter with high voltage transformer taking into account the parameters of its galvanic isolation between the windings. Practical value. The process for the obtaining of graph-analytical relationships, their comparison and analysis on the example of the considered converter allows to take into account both parameters of the transformer design and requirements for dielectric insulation of windings, thereby refining the design process. References 6, tables 1, figures 5.

*Key words:* high-frequency converter, high voltage transformer, leakage inductance.

Л.В. Фетюхіна, О.А. Бутова, М.С. Булавін

## ОСОБЛИВОСТІ МОДЕЛЮВАННЯ АВТОНОМНОЇ СОНЯЧНОЇ ФОТОЕЛЕКТРИЧНОЇ СИСТЕМИ

В роботі представлено імітаційне моделювання автономної сонячної фотоелектричної (PV) системи в програмному середовищі Matlab/Simulink. Розглянуті особливості побудови таких систем. Об'єктом дослідження є PV-система, в якій застосовано TWC алгоритм для знаходження точки максимальної потужності при різних умовах навколишнього середовища, а також його використання для керування перетворювачем. Перевірка розробленого програмного забезпечення для мікроконтролеру STM32F407VG на демонстраційній платі підтвердила працездатність алгоритму. Бібл. 9, рис. 11.

Ключові слова: сонячна батарея, точка максимальної потужності, вольт-амперні характеристики, інвертор напруги, Matlab, система керування, мікроконтролер.

В работе представлено имитационное моделирование автономной солнечной фотоэлектрической (PV) системы в программной среде Matlab/Simulink. Рассмотрены особенности построения таких систем. Объектом исследования является солнечная PV-система, в которой применен TWC алгоритм для нахождения точки максимальной мощности при различных условиях окружающей среды, а также его применение для управления преобразователем. Проверка разработанного программного обеспечения для микроконтроллера STM32F407VG на демонстрационной плате подтвердила работоспособность алгоритма. Библ. 9, рис. 11.

Ключевые слова: солнечная батарея, точка максимальной мощности, вольт-амперные характеристики, инвертор напряжения, Matlab, система управления, микроконтроллер.

Вступ. Одна з найбільш важливих проблем сучасності – проблема джерел енергії. Людство дуже швидко витрачає ті органічні джерела, які накопичила природа за сотні мільйонів років, оскільки у світі близько 90 % енергії зараз отримується за рахунок нафти, газу й вугілля [1]. Саме тому все більше увага звертається на альтернативні, відновлювальні джерела енергії. Альтернативні енергетичні технології стають доступнішими. Зараз побутові споживачі цілком можуть використовувати газогенератори для переробки біомаси, сонячні батареї, вітрогенератори. Така енергетика вже стала нормою в багатьох країнах, де через високу вартість і небезпеку для екології «традиційних» джерел енергії переходять на поновлювані джерела [2]. За даними [3] середній річний темп зростання потужності фотоелектричних сонячних електростанцій в світі за п'ятирічний період 2007-2012 рр. склав 60 %. Розвиток фотоелектричних систем, що працюють як паралельно з мережею, так і в автономному режимі, може поліпшити електропостачання побутових споживачів ефективніше і швидше, ніж розвиток великої енергосистеми. Однак сонячні панелі не дуже ефективні, лише близько 15-20 % сонячного світла вони здатні перетворювати в електричну енергію. З метою забезпечення максимальної потужності сонячної фотоелектричної системи необхідно вибирати не тільки оптимальну структуру, а також оптимальні алгоритми керування.

Постановка завдання. Оптимізація алгоритмів керування фотоелектричних систем робить актуальною задачу моделювання таких систем. При виконанні моделювання слід звернути увагу на особливості побудови кожного компоненту таких систем. Узагальнена структура автономної сонячної фотоелектричної (PV) системи представлена на рис. 1 та включає в себе [4]:

• сонячну батарею (СБ), яка забезпечує генерацію електроживлення;

 контролер відбору максимальної потужності, що використовується для оптимізації відбору електроенергії від сонячної батареї;

 інвертор напруги, що забезпечує перетворення постійного низьковольтного струму від акумуляторів і фотоелементів до побутового або промислового стандарту (220 В 50 Гц);

 контролер заряду акумуляторів, який забезпечує нормування вихідної напруги батареї, зарядку акумуляторів і подачу низьковольтного постійного струму в навантаження. Також контролер відключає батареї від фотоелементів при повній зарядці, щоб уникнути перезаряду. Найпростіші варіанти просто підключають і відключають батареї, а самі просунуті здатні навіть «підтягти» занадто низьку напругу, що виробляється панелями фотоелементів при слабкому освітленні, до необхідного рівня за рахунок зменшення струму;

• акумуляторна батарея, що запасає енергію в період її надлишку і подає її в систему в період браку при недостатньому освітленні фотоелементів або при тимчасовому зростанні споживання;





Метою роботи є розгляд особливостей побудови автономної сонячної PV-системи, вимог до системи керування відбору максимальної потужності сонячної батареї, моделювання основних процесів в сонячній PV-системі та системі керування.

Виклад основного матеріалу. Потужність сонячної батареї та її основні характеристики досить нелінійні та залежать від освітленості і змін температури.

Основною характеристикою сонячних батарей є вольт-амперна характеристика (ВАХ), яка є суттєво нелінійною. Граничними параметрами вольтамперної характеристики СБ є напруга холостого ходу  $U_{OC}$  та струм короткого замикання  $I_{CS}$ . Значення напруги і струму на виході СБ при підключенні певного опору навантаження, а відповідно і потужності, яка віддається в навантаження, залежать від поверхневої густини потужності сонячного випромінювання W, температури *p-n* переходу сонячних батарей T та опору навантаження  $R_L$ , яке підключається до батареї (рис. 2) [5].



Рис. 2. ВАХ та характеристика *P-U* (ВАТ) сонячних батарей YH116\*116-12A/B250 при зміні потужності сонячного випромінювання (*a*) і температури (*б*):  $1 - W = 1000 \text{ Br/m}^2$  при T = 25 °C,  $2 - W = 500 \text{ Br/m}^2$ при T = 25 °C,  $3 - W = 100 \text{ Br/m}^2$  при T = 25 °C,  $4 - W = 1000 \text{ Br/m}^2$  при T = 45 °C,  $3 - W = 1000 \text{ Br/m}^2$ при T = 65 °C

Для кожного набору значень W і T буде існувати оптимальне значення опору навантаження, при якому від сонячних батарей буде відбиратись максимальна потужність. Робочу точку на ВАХ для таких значень W, T та  $R_L$  називають точкою максимальної потужності (Maximum Power Point - MPP) [6]. Враховуючи те, що під час роботи сонячних батарей параметри навколишнього середовища змінюються (наявність або відсутність хмар, зміна температури повітря), підключення фотоелектричного перетворювача безпосередньо до навантаження є неефективним.

Підвищити ефективність використання СБ може система слідкування за точкою максимальної потужності (Maximum Power Point Tracking - MPPT), яка включається між сонячною батареєю та навантаженням [4, 6]. В якості МРРТ використовуються цифрові пристрої (контролер відбору максимальної потужності), що аналізують ВАХ для визначення оптимального режиму роботи РV-модуля. Мета МРРТ пристрою відстеження МРР - виміряти вихідні характеристики фотоелемента і застосувати відповідний опір (навантаження) для отримання максимальної потужності при будь-яких умовах навколишнього середовища. Подібні пристрої зазвичай інтегруються в перетворювач електричної енергії, який забезпечує перетворення струму або напруги, фільтрацію і керування різними навантаженнями, в тому числі електричними мережами, акумуляторними батареями або двигунами.

Відомо широке розмаїття методів пошуку МРР. Різниця між різними методами МРР полягає в простоті, точності, часу відгуку, популярності, вартості та інших технічних аспектах [7]. Одним з найбільш популярних і поширених є метод спроб і спостережень (P&O).

У даній роботі, використовується модифікований метод Р&О, заснований на порівнянні трьох точок (Three Point Weight Comparison - TWC) зі змінним розміром кроку [7, 8]. Метод TWC є адаптивним до змін навантаження і сонячної радіації. Метод TWC має кілька переваг у порівнянні з методом Р&О: може визначити MPP без коливань потужності і в швидко мінливих умовах точніше відстежує точку максимальної потужності. Контролер вимірює збільшення струму і напруги сонячної батареї, щоб передбачити ефект від зміни напруги, тому і збільшується час обчислень через ускладнення алгоритму. Алгоритм для цього методу наведено на рис. 3.



Рис. 3. Алгоритм методу ТWC

Цей метод використовує зростаючу провідність (dI/dU) масиву фотомодулів для обчислення знака зміни потужності по відношенню до напруги (dP/dU).

Метод ТWC обчислює точку максимальної потужності, порівнюючи зростаючу провідність ( $\Delta I/\Delta U$ ) з провідністю масиву фотомодулів (I/U). Коли ці величини однакові ( $I/U = \Delta I/\Delta U$ ), вихідна напруга є напругою максимальної потужності. Контролер підтримує цю напругу, поки не зміниться інсоляція, після зміни процес повторюється.

Метод TWC покладено в основу керування підвищуючим перетворювачем (ПП), підключеного до виходу сонячної батареї, для регулювання потоку потужності [6].

Вихідним блоком системи є інвертор. Основні вимоги до вибору інвертору сонячної PV-системи синусоїдальний сигнал, що видається інвертором, повинен бути «чистим» (спотворення менше 3 %), значення амплітуди напруги не повинно змінюватися при навантаженні понад 10 відсотків. Крім цього інвертор повинен здійснювати два перетворення (постійний, змінний струм), не допускати значної розрядки акумуляторних батарей, мати захисні функції від замикань і значний запас по перевантаженню. Також, слід враховувати перевищення номінального навантаження інвертора 1,5-2 рази. Це дозволяє використовувати електромотори і нагрівальні прилади, потужність яких дорівнює номінальній потужності інвертора.

#### Результати дослідження.

1.1. Моделювання сонячної РV-системи в системі Matlab.

Для моделювання процесів у сонячної PVсистемі було розроблено імітаційну модель у програмному середовищі Matlab/Simulink (рис. 4).

Модель містить стандартний блок PV Аггау. Масив побудований з ланцюжків модулів, з'єднаних паралельно, кожен рядок складається з модулів, з'єднаних послідовно. Це дає можливість моделювати велику кількість сонячних батарей світових виробників та їхні з'єднання у будь-якій комбінації. На вході блок потребує введення значення освітленості та температури навколишнього середовища. В якості сонячної панелі було обрано фотоелектричний модуль TPB-250 на основі монокристалічного кремнію, оскільки такі модулі є найбільш поширені сьогодні, на частку яких припадає близько 80 % світового ринку.

Для реалізації відбору максимальної потужності на основі методу ТWC було синтезовано блок МРРТ. Блок МРРТ отримує миттєві значення напруги та струму СБ. Перед обчислюванням обидва значення проходять фільтрацію та квантування. Для передачі максимальної потужності в навантаження в схемі використовуються фільтр та підвищуючий перетворювач. З урахуванням прирощення потужності та напруги проходить вибір напряму змінення скважності підвищуючого перетворювача.

Однофазний інвертор напруги на MOSFETключах застосовується для підключення системи до навантаження змінного струму.

Для керування інвертором сонячної PV-системи використовується стандартний блок генерації синусоїдального ШІМ-сигналу. Цей блок максимально повторює принцип керування на основі матриць значень синусу, які використовується при генерації синусоїдального сигналу.

Система керування (СК) сонячної РV-системи включає в себе блок МРРТ та блок генерації ШІМсигналу інвертора.

В результаті дослідження обраного блоку PV Аггау було згенеровано графіки BAX та BAT Matlabмоделі сонячної батареї потужністю 250 Вт (рис. 5). Графік відображує MPP, в межах яких потужність, що відбирається, є максимальною. Моделювання підтвердило подібність характеристик сонячного модуля, отриманих при моделюванні у середовищі Matlab/Simulink, та характеристик на рис. 2.



Рис. 5. ВАХ та ВАТ характеристики сонячних батарей TPB156x156-72-Р 250 W при зміні потужності сонячного випромінювання (а) при  $T = 25^{\circ}$ C ( $W = 100, 500, 1000 \text{ Bt/m}^2$ ) і температури (б) при  $W = 1000 \text{ Bt/m}^2$  ( $T = 25^{\circ}$ C, 45°C, 65°C)



Досліджено три варіанта режиму роботи сонячної РV-системи:

1) робота системи у статичному режимі освітлення та температури сонячної батареї при  $W = 800 \text{ Bt/m}^2$  та T = 25 °C, потужність P = 250 Bt;

2) робота системи при змінному освітленні та температурі. Сонячне випромінювання змінювалось з 700 Вт/м<sup>2</sup> до 1000 Вт/м<sup>2</sup> з відповідною зміною температури с 15°С до 35°С, потужність P = 250 Вт;

3) робота системи у статичному режимі при зміні сонячної батареї на більш та менш потужні моделі (P = 125 BT та P = 295 BT).

На рис. 6 наведено результати досліджень: керуючі імпульси ПП та осцилограми струму, напруги, потужності при статичних параметрах освітлення та температури (рис. 6,a), осцилограми потужності після підвищуючого перетворювача (рис.  $6,\delta$ ).



Рис. 6. Результати дослідження у статичному режимі

Аналогічні результати наведено на рис. 7 при змінному освітленні та температурі. Осцилограми показують, що завдяки інерції реактивних елементів алгоритм (блок МРРТ) вимушений постійно підстроювати значення скважності ШІМ-сигналу підвищуючого перетворювача. Алгоритм методу TWC, що був використаний при побудові блоку МРРТ, дає такі ж результати для третього режиму роботи при зміні потужності сонячної батареї, тобто зміні кількості РV-модулів.

Результати моделювання показали, що коливання напруги інвертору залишається однаковим при різних режимах роботи сонячної PV-системи (рис. 8).



1.2. Реалізація системи керування. Перевірку роботи системи керування автономної сонячної PV-системи виконано на демонстраційній
платі STM32F4DISCOVERY з мікроконтролером STM32F407VG на основі ядра архітектури Cortex-M4, що приведена на рис. 5.

Сімейство ARM Cortex - нове покоління процесорів, які виконані за стандартною архітектурою і відповідають різним технологічним вимогам. На відміну від інших ЦПУ ARM, сімейство Cortex є завершеним процесорним ядром, яке об'єднує стандартне ЦПУ і системну архітектуру. Мікроконтролери STM32 виконані на основі профілю Cortex-M4, який спеціально розроблений для застосувань, де необхідні розвинені системні ресурси і, при цьому, мале енергоспоживання. Особливо важливі для застосування наявність у цьому мікроконтролері 12 таймерів з ШІМ виходами швидкісного вбудованого АЦП та висока швидкість обчислення.



Рис. 9. Плата STM32F4DISCOVERY

Основною функцією контролера є відбір максимальної потужності від СБ на основі методу ТWC та генерація синусоїдальної ШІМ-сигналу керування інвертором.

Програмне забезпечення було розроблено та відлагоджено з використанням програм Keil uVision 5 та STM32CubeMx. STM32CubeMX - це генератор ініціалізації коду для сімейства STM32, що дозволяє автоматично налаштувати всю периферію, для даного кристала або згенерувати ініціалізацію коду для будьякого відладочного набору [9]

На Рис. 10 наведено осцилограми роботи ПП, що керується по алгоритму TWC для статичного режиму роботи сонячної PV-системи.



Рис. 10. Осцилограма роботи ПП

Розроблене програмне забезпечення подальше може бути використано при імітаційному моделюванні автономної сонячної РV-системи в програмному середовищі Matlab з використанням мікроконтролерного керування (рис. 11).

Висновки.

1. Розроблена Matlab-модель автономної сонячної PV-системи, що дозволяє досліджувати BAX та BAT характеристики сонячних модулів в залежності від рівнів інтенсивності сонячного випромінювання, температури навколишнього середовища та потужності сонячної батареї.

2. Підтверджено працездатність розробленого блоку МРРТ при різних режимах роботи автономної сонячної PV-системи з керуванням по алгоритму TWC для отримання максимальної потужності.

3. Показано, що при динамічних змінах параметрів навколишнього середовища вихідні параметри інвертору суттєво не змінюються, що гарантує стабільне живлення споживачів.

4. Апаратна реалізація системи на демонстраційній платі STM32F4DISCOVERY підтвердила працездатність розробленого програмного забезпечення.

5. Розроблені математичні моделі можуть бути використані для подальшого дослідження та прогнозування поведінки автономної сонячної PV-системи (акумуляторна батарея, контролер заряду, інвертор, блок МРРТ) при зміні кліматичних і фізичних параметрів сонячних батарей.



Рис. 10. Matlab-модель сонячної РV-системи з системою керування на основі мікроконтролера STM32F407VG

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Шидловський А.К. Енергетичні ресурси та потоки (ред.). - Київ: Українські енциклопедичні знання, 2003. -468 c.

2. Report issued by IEA. Renewable Energy into Mainstream. -SITTARD: The Netherlands. - Oct., 2002.

3. Renewables 2013. Global status report. Renewable Energy Policy Network for the 21st Centure. Електронний ресурс http://www.ren21.net.

4. Sumathi, S., Ashok Kumar, L. and Surekha, P. (2015) «Solar PV and wind energy conversion systems», Green Energy and Technology. doi: 10.1007/978-3-319-14941-7.

5. Велігорський О.А. Фотоелектричні перетворювачі із системою слідкування за точкою максимуму потужності / Вісник Сумського державного університету: зб. - Суми: СумДУ, 2011. - С. 112-121.

6. Joe-Air Jiang, Tsong-Liang Huang, Ying-Tung Hsiao and Chia-Hong Chen, «Maximum Power Tracking for Photovoltaic Power Systems», Tamkang Journal of Science and Engineering, vol.8, no.2, pp. 147-153 (2005). doi: 10.1109/ias.2002.1042685.

7. Мороз В., Чупило Я. Порівняння методів пошуку точки максимальної потужності для сонячних батарей // Вісник Національного університету «Львівська політехніка». 2011. - № 707 : Електроенергетичні та електромеханічні системи. - С. 87-90.

8. Hua, C.C.; Lin, J.R.; Shen, C.M. Implementation of a DSPcontrolled photovoltaic system with peak power tracking. IEEE Trans. Ind. Electron. 1998, no.45, pp.99-107. doi: 10.1109/41.661310.

9. http://www.electroprog.ru/stm32f4 cubemx start.

#### REFERENCES

1. Shydlovskyi A.K. Enerhetychni resursy ta potoky (red.).[Energy resources and streams]. Kiev, Ukrainski entsyklopedychni znannia Publ., 2003. 468 p. (Ukr).

2. Report issued by IEA. Renewable Energy into Mainstream. SITTARD: The Netherlands. Oct., 2002.

3. Renewables 2013. Global status report. Renewable Energy Policy Network for the 21st Centure. Available at: http://www.ren21.net.

4. Sumathi, S., Ashok Kumar, L. and Surekha, P. (2015) Solar PV and wind energy conversion systems, Green Energy and Technology. doi: 10.1007/978-3-319-14941-7.

5. Velihorskyi O.A. Photovoltaic system of tracking the maximum power point. Visnyk Sumskoho derzhavnoho universytetu: zb. Sumy: SumDU, 2011, no.2, pp. 112-121. (Ukr).

6. Joe-Air Jiang, Tsong-Liang Huang, Ying-Tung Hsiao and Chia-Hong Chen, «Maximum Power Tracking for Photovoltaic Power Systems», Tamkang Journal of Science and Engineering, vol.8, no.2, pp. 147-153 (2005). doi: 10.1109/ias.2002.1042685. 7. Moroz V., Chupylo Ia. Comparison of methods for finding the point of maximum power for solar panels. Visnyk

politekhnika» Natsionalnoho universvtetu «Lvivska Elektroenerhetvchni ta elektromekhanichni systemy, 2011, no.707, pp. 87-90. (Ukr).

8. Hua, C.C.; Lin, J.R.; Shen, C.M. Implementation of a DSPcontrolled photovoltaic system with peak power tracking. IEEE Trans. Ind. Electron. 1998, no.45, pp.99-107. doi: 10.1109/41.661310.

9. http://www.electroprog.ru/stm32f4\_cubemx\_start/

Поступила (received) 10.07.2016

Фетюхіна Людміла Вікторівна<sup>1</sup>, к.т.н., доц.,

Бутова Ольга Анатоліївна<sup>1</sup>, к.т.н., доц., Булавін Максим Сергійович<sup>1</sup>, магістр,

<sup>1</sup> Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»,

61002, Харків, вул. Кирпичова, 21,

тел/phone +38 057 7076044, e-mail: olga butova@ukr.unet

L.V. Fetjukhina<sup>1</sup>, O.A. Butova<sup>1</sup>, M.S. Bulavin<sup>1</sup>

<sup>1</sup>National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», 21, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

### Features of simulation of the standalone solar photovoltaic system.

Purpose. This paper describes a simulation model of standalone solar PV energy conversion system The paper presents mathematical models to study and prognosis of the behavior of solar PV-system by changing climatic and physical parameters of the solar panels. Methodology. A maximum power point tracking (MPPT) algorithm based on method Three Point Weight Comparison is applied to extract the maximum power from solar PV energy conversion system. This method uses the increasing conductivity of array of PV modules for computing power sign changes in relation to voltage. A simulation model based on mathematical model is constructed using Matlab/Simulink. Results. Results from simulation are stated to demonstrate the behaviour of standalone solar PV energy conversion system depending on the intensity of solar radiation, temperature, power of solar battery. The simulation results showed that due to the inertia of the reactive elements algorithm (block MPPT) is forced to constantly adjust the PWM signal. The output parameters of inverter when dynamic changes of parameters were not significantly changed by changing the input parameters of solar panels, guaranteeing a stable supply of consumers. Originality. MPPT block has been synthesized, which implements the converter control algorithm that enabled the further system the modeling. Software of microcontroller STM32F407VG is developed, which selects the maximum power from the solar cell and the generation of sine wave voltage. Practical value. The developed software of microcontroller STM32F407VG been tested demonstration board that allows its use for further research. The algorithm MPPT method is verified through simulation and experiment in various conditions. References 9, figures 11.

Key words: solar cell, maximum power point, current-voltage characteristics, voltage inverter, Matlab, system control, microcontroller.

УДК 621.311.24

Д.Г. Алексеевский

# АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМА МОМЕНТНОГО УПРАВЛЕНИЯ ВЭУ С АЭРОДИНАМИЧЕСКИМ МУЛЬТИПЛИЦИРОВАНИЕМ

Метою даної роботи є визначення ефективності моментного управління електромеханічною системою вітроенергетичної установки з аеродинамічним мультиплікуванням в порівнянні з аеродинамічним управлінням. Вирішення поставленого завдання проводилося з використанням математичного моделювання. У якості інструменту дослідження в роботі була запропонована математична модель електромеханічної системи вітроенергетичної установки з аеродинамічним мультиплікуванням, яка включає в себе аеромеханічну, електромеханічну частини і систему управління. Порівняння даних систем було здійснено за критерієм видобутку електроенергії. У роботі були отримані часові залежності, які ілюструють характер перехідного процесу під впливом змінного вітрового потоку. Також результати моделювання дозволили оцінити ступінь пульсації потужності генератора. Результати аналізу можуть бути використані при оцінці доцільності застосування моментного управління в режимі обмеження потужності вітротурбіни у вітроелектрогенеруючих системах з аеродинамічним мультиплікуванням. Бібл.7, рис. 3.

*Ключові слова:* вітроенергетична установка, вітротурбіна, математична модель, аеродинамічне мультиплікування, моментне управління ВЕУ.

Целью данной работы является определение эффективности моментного управления электромеханической системой ветроэнергетической установки с аэродинамическим мультиплицированием в сравнении с аэродинамическим управлением. Решение поставленной задачи проводилось с использованием математического моделирования. В качестве инструмента исследования в работе была предложена математическая модель электромеханической системы ветроэнергетической установки с аэродинамическим мультиплицированием, которая включает в себя аэромеханическую, электромеханическую части и систему управления. Сравнение данных систем осуществлялось по критерию выработки электроэнергии. В работе были получены временные зависимости, которые иллюстрируют характер переходного процесса под воздействием переменного ветрового потока. Также результаты моделирования позволили оценить степень пульсации мощности генератора. Результаты анализа могут быть использованы при оценке целесообразности применения моментного управления в режиме ограничения мощности ветротурбины в ветроэлектрогенерирующих системах с аэродинамическим мультиплицированием. Библ.7, рис. 3.

*Ключевые слова:* ветроэнергетическая установка, ветротурбина, математическая модель, аэродинамическое мультиплицирование, моментное управление ВЭУ.

Введение. Ветроэнергетические установки с аэродинамическим мультиплицированием были известны давно. В частности, еще в 1926 году А.Г. Уфимцевым был получен патент [1] в котором предлагалось разместить вторичные ветротурбины на лопастях первичной ветротурбины. Эта схема также развивалась, уже в 1939 году группой ученых и инженеров во главе с Н.В. Красовским она была применена к ВЭУ с синхронными генераторами [2, 3]. По ряду причин схема была забыта на достаточно продолжительное время. Однако в последние годы она, после существенных изменений, получила новый импульс развития [4].

Данная схема (рис. 1), в ряду прочих, имеет очень важное и полезное свойство, которое заключается в эффекте автооптимизации. Суть его состоит в том, что при фиксированном значении угловой скорости вторичных ветротурбин, и, соответственно, вала генератора, вся система стремится к режиму достаточно близкому к режиму оптимального отбора мощности ветрового потока. Данное свойство системы позволяет не использовать аэродинамическое регулирование при скоростях ветрового потока ниже номинального при постоянной угловой скорости вала генератора.

Анализ последних достижений и литературы. Исследованию свойств системы с аэродинамическим мультиплицированием были посвящены работы отечественных авторов, такие как, например [4-6]. Нужно отметить, что в этих работах рассматривались ВЭУ, в которых без механизмов поворота лопастей обойтись нельзя, так как они нужны в режимах,



Рис. 1. Общий вид ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием

соответствующих скорости ветрового потока выше номинальной. В работе [7] был предложен способ управления ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием, реализующий моментный принцип управления, который позволяет, за счет отказа от механизмов поворота лопастей первичной ветротурбины, значительно снизить капитальные и эксплуатационные затраты на ВЭУ. Суть моментного управления заключается в том, что режим ограничения мощности задается не аэродинамическим способом, с помощью задания угла установки поворотных лопастей, а путем управления моментом торможения первичной ветротурбины. Он, в свою очередь, определяется положением рабочей точки на характеристике вторичных ветротурбин, которая задается с помощью момента генератора.

Целью данной работы является проведение сравнительного анализа эффективности моментного управления электромеханической системой ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием.

Постановка проблемы. При реализации принципа моментного управления режимы ограничения мощности осуществляются при различных значениях угловой скорости вала первичной ветротурбины, каждое из которых соответствует определенному значению скорости ветрового потока. При порывистом характере ветрового потока электромеханическая система ВЭУ должна находиться в режиме переходного процесса. В этом режиме наблюдаются значительные скачки момента генератора и мощности на выходе системы. Также при этом угловая скорость первичной ветротурбины будет иметь неоптимальные значения с точки зрения отбора мощности ветрового потока. Все это негативным образом сказывается на показателях качества ВЭУ как электрогенерирующей системы. Таким образом, возникает актуальность проведения анализа эффективности моментного способа ограничения мощности ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием в сравнении с, уже реализованным на практике, способом аэродинамического ограничения мощности.

# Материалы и результаты исследования.

Решение поставленной задачи проводилось с помощью математического моделирования. При моделировании были приняты следующие допущения.

1. Все зависимости представляются в относительных единицах.

2. При построении модели использовалась эквивалентная одноканальная схема, в которой процессы в трех реальных каналах преобразования мощности вторичных ветротурбин считаются идентичными.

3. Потоки мощности равномерно распределяются между тремя элементами вторичной аэромеханической подсистемы.

4. В данном приближении все вращающиеся подсистемы считаются жесткими.

5. Номинальные режимы двух сравниваемых систем выбраны одинаковыми.

Алгоритм моментного управления ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием достаточно подробно описан в [7].

Блок-схема модели системы управления ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием и моментным способом ограничения мощности приведена на рис. 2.

Блок модели – «Vych 1» определяет заданное значение угловой скорости первичной ветротурбины, соответствующее определенной скорости ветрового

потока в установившемся режиме (осуществляет расчет статической траектории регулирования в координатах механической характеристики первичной ветротурбины).

Блок модели – «Vych 2» определяет заданное значение момента торможения первичной ветротурбины во время электромеханического переходного процесса (осуществляет расчет динамической траектории регулирования в координатах механической характеристики первичной ветротурбины).



Рис. 2. Блок-схема модели электромеханической системы ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием, реализующей моментный алгоритм управления

Блок модели – «Vych 3» определяет заданное значение угловой скорости вторичной ветротурбины –  $\omega_{2zad}$ , соответствующее определенной скорости вторичного воздушного потока  $V_2$  и обеспечивающего баланс механической мощности первичной и вторичной аэромеханической подсистем на уровне –  $P_1$ .



Рис. 3. Графики выходной мощности на валу первичной ветротурбины ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием. На рис. обозначены: 1 – без ограничения мощности (показано для сравнения), 2 – аэродинамическое ограничение мощности, 3 – моментное ограничение мощности

Вычислитель реализует зависимость, которая может быть достаточно точно аппроксимирована с помощью следующего выражения [7]:

$$\omega_{2zad}\left(V_2, P_1\right) = \left(b_1 \cdot P_1 + b_2\right) \cdot V_2 + b_3 \cdot \left(P_1\right)^{\gamma_1} \cdot e^{-\gamma_2 \cdot V_2} , (1)$$

где  $b_1, b_2, b_3, \gamma_1, \gamma_2$  – коэффициенты аппроксимации.

Блок модели – ElectromehSist представляет собой математическую модель электромеханической части ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием [4].

Сравнительный анализ по критерию выработки проводился с помощью выражения (2).

$$A = \int_{0}^{1} \left( p_{weu1}(t) / p_{weu2}(t) \right) dt , \qquad (2)$$

где  $p_{weu1}(t)$ ,  $p_{weu2}(t)$  — мгновенное значение мощности на валу первичной ветротурбины для ВЭУ с моментным ограничением мощности и ВЭУ с аэродинамическим ограничением мощности, соответственно; T промежуток времени моделирования (взятое в относительных единицах).

Как показали результаты моделирования (см. рис. 3), величина – А имеет значения близкие к 0.98. Из чего можно сделать вывод о том, что предлагаемый способ моментного управления мало отличается от классического по критерию эффективности преобразования мощности ветрового потока.

При рассмотрении графиков, изображенных на рис. 3, можно отметить, что алгоритм моментного регулирования, на участках при скорости ветра выше номинальной скорости, имеет большие колебания мощности, чем график соответствующий аэродинамическому регулированию.

#### Выводы.

Алгоритм моментного управления ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием представляет собой достаточно перспективное направление развития ветроэнергетических систем. Применение данного способа не дает существенного снижения выработки электроэнергии по сравнению с традиционным способом осуществления ограничения мощности ВЭУ, однако имеет большую пульсацию выходной мощности системы при порывистом характере ветрового потока. Причиной относительно большой пульсации является то, что при моментном управлении электромеханической системой ВЭУ и порывистом характере ветрового потока переходной процесс проходит с изменением угловой скорости первичной ветротурбины. Это, в свою очередь, требует резких изменений тормозного момента на валу первичной ветротурбины для задания соответствующей рабочей точки системы.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

*1.* Уфимцев А.Г. Ветро-электрический генератор. Патент СССР №1457 от 31.07.1926.

2. Андрианов Н.В., Быстрицкий Д.Н. Ветро-электрические станции. – М.: Энергия, 1960. - 320 с.

3. Красовский Н.В. Схема ветрового двигателя с аэродинамической передачей, «Известия ОТН АН СССР, 1939, №5.

4. Голубенко Н.С., Андриенко П.Д., Немудрый И.Ю., Алексеевский Д.Г. Моделирование электромеханической системы ВЭУ с аэродинамическим мультипликатором в режиме стабилизации скорости ветровых турбин // Эл.техника и эл.энергетика. – 2011. – № 1.– С.70-73.

5. Миргород В. Ф. Управление ветроэнергетической установкой большой мощности по запасам аэродинамической устойчивости // Вестник двигателестроения. – 2009. – № 3. – С. 67–70.

6. Алексеевский Д.Г. Объяснение эффекта автооптимизации электромеханической системы ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием // Технічні науки та технології. Науковий журнал. Серія: Технічні науки. – Чернігів: ЧДТУ», 2015. – № 1 (1). – С. 170–176.

7. Алексієвський Д.Г. Моментне управління ВЕУ з аеродинамічним мультиплікуванням // Вісник КНУТД. Серія: Технічні науки. – К.: КНУТД», 2015. – № 5 (90). – С. 32–36.

#### REFERENCES

*1.* Ufimtsev A.G. *Vetro-elektricheskii generator* [Wind-electrical generator]. Patent USSR, no.1457, 31.07.1926.

**2.** Andrianov N.V. Vetro-elektricheskie stantsii [Wind-electrical station]. Moscow, Energja., 1960. 320p.

3. Krasovskii N.V. Skhema vetrovogo dvigatelia s aerodinamicheskoi peredachei, [Circuit of wind motor with aerodynamic transmission]»Izvestiia OTN AN SSSR, 1939, №5.

**4.** Golubenko N.S. Modelirovanie elektromehanicheskoj sistemy vetroenergeticheskoj ustanovki s aerodinamicheskim multiplikatorom v rezhyme stabilizacii skorosti vetrovyh turbin [Modeling electromechanical system wind energy installation with aerodynamic multiplication in state wind turbine speed hole]. *El.tekhnika i el.energetika* 1(2011): 70-73. Print.

5. Mirgorod V.F. Upravleniye vetroenergeticheskoy ustanovkoy bolshoy moshchnosti po zapasam aerodinamicheskoy ustoychivosti. [Control wind energy installation great power by aerodynamic reserve stability]. *Vestnik dvigatelestroyeniya* 3(2009): 67–70. Print.

**6.** Alekseevskiy D.G. Ob»iasnenie effekta avtooptimizatsii elektromekhanicheskoi sistemy VEU s aerodinamicheskim mul'tiplitsirovaniem [Autooptimization effect definition of electromechanical wind power system with aerodynamic multiplication]. Visnik KNUTD. Seriia: Tekhnichni nauki – Technical science, 2015, no 1, pp. 170-176.

7. Aleksievs'kiy D.G. Momentne upravlinnia VEU z aerodinamichnim mul'tiplikuvanniam. [Torque control of wind power plant with aerodynamic multiplication]. Visnik KNUTD. Seriia: Tekhnichni nauki. – K.: KNUTD. [Reporter KNUTD. Series: Technical science. - K.: KNUTD], 2015, no 5 (90), pp. – 32-36.

#### Поступила (received) 15.06.2016

Алексеевский Дмитрий Геннадиевич, к.т.н., доц., Запорожская государственная инженерная академия, 69006, Запорожье, пр. Соборный, 226, тел/phone +38 061 2271241, e-mail: signald@mail.ru

#### D.G. Alekseevskiy

Zaporizhia State Engineering Academy,

226, Soborny Ave., Zaporizhzhya, 69006, Ukraine.

#### Analysis of efficiency torque control algorithm of wind power system with aerodynamic multiplication.

Purpose. The purpose of this article is comparative analysis for torque control efficiency of electromechanical wind power plant with aerodynamic multiplication. Methodology. The study objective was solved basing on mathematic modeling. Equalized typical time function of the wind flow was applied to the input of the correspondent mathematic models. The comparative analysis was made in terms of electric power output with the help of integral criterion proposed. Results. Torque control algorithm of wind power plants with aerodynamic regulation are the wind energy systems of prospective tendency. The application of this method prevents from considerable capacity reduction of electric energy in comparison to traditional method of power limitation. However, this method has great fluctuations of the system power output at fitful wind flow. The cause for this relatively large fluctuations lies in the fact that at plant torque control and at fitful wind flow the transient phenomena occurs accompanied by changing the rotation speed of the initial wind turbine. This, in its turn, requires abrupt changes in braking moment of initial wind turbine shaft for determination of the correspondent operating point of the system. Distinction. As a result of comparative analysis of torque and aerodynamic control for the wind energy plant with aerodynamic multiplication, the lowering capacitive data rates at torque control in comparison with aerodynamic regulation were first obtained. Practical value. The analysis results can be used at rate torque control applicability in limited power state of the wind turbine in systems with aerodynamic multiplication. References 7, figures 3.

*Key words*: wind power plant, wind turbine, mathematical model, aerodynamic multiplication, torque control of the wind power plant.

В.В. Замаруев, В.В. Ивахно, А.В. Ересько, Б.А. Стысло, Ю.В. Чурсина

# ПРИМЕНЕНИЕ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

Розглянуто алгоритм розділеної комутації, що дозволяє мінімізувати динамічні втрати в ключах перетворювача. Проаналізовано можливість використання мікроконтролера сімейства STM32F1xx для керування дволанковим перетворювачем електричної енергії з розділеною комутацією. Запропоновано спосіб використання таймерів мікроконтролера з метою апаратної реалізації часових послідовностей імпульсів керування. Працездатність запропонованих рішень підтверджено фізичним моделюванням. Бібл. 14, рис. 11.

Ключові слова: енергетичні характеристики, динамічні втрати, цифрова система управління, мікроконтролер, дволанковий DC/DC перетворювач, м'яка комутація, ZCS, ZVS, таймер, синхронізація, PWM.

Рассмотрен алгоритм разделенной коммутации, позволяющий минимизировать динамические потери в ключах преобразователя. Проанализирована возможность использования микроконтроллера семейства STM32F1xx для управления двухзвенным преобразователем электрической энергии с разделенной коммутацией. Предложен способ использования таймеров микроконтроллера с целью аппаратной реализации временных последовательностей импульсов управления. Работоспособность предложенных решений подтверждена физическим моделированием. Библ. 14, рис. 11.

Ключевые слова: энергетические характеристики, динамические потери, цифровая система управления, микроконтроллер, двухзвенный DC/DC преобразователь, мягкая коммутация, ZCS, ZVS, таймер, синхронизация, PWM.

**Введение.** В результате развития элементной базы преобразовательной техники и, как следствие, широкого использования преобразователей электрической энергии в промышленности и бытовой технике, разработчики уделяют большое внимание совершенствованию схемотехнических решений их силовой части.

Наряду с появлением новых схем преобразователей, развитие получили и широко известные схемы за счет применения новых алгоритмов управления силовыми ключами, которые до настоящего момента не могли быть реализованы на аналоговой или дискретной цифровой элементной базе в силу сложности выполнения требуемых действий либо математических вычислений [1]. Использование современных алгоритмов управления совместно с классическими или новыми схемами преобразователей позволяет следовать современной тенденции развития силовой полупроводниковой техники - увеличению частоты преобразования при одновременном снижении потерь. В современных преобразователях происходит перераспределение функций энергосбережения между аппаратными средствами и системой управления преобразователем. Например, широко распространено формирование траектории рабочей точки ключа средствами управления [2], согласованное управление ключами двух последовательно включенных преобразователей для исключения динамических потерь [3, 4], разделенной коммутации [5, 6].

Исследования преобразователей с новыми алгоритмами управления часто, к сожалению, ограничиваются их математическим моделированием, хотя при использовании даже таких де-факто стандартных пакетов как Matlab/Simulink [7, 8], Psim [9], Saber [10] и др. получение детальной информации о мощности потерь при моделировании зачастую невозможно [11].

Единственной возможностью получения достоверной информации о поведении преобразователя является его физическое моделирование. В этом случае перед разработчиком стоит сложная задача создания системы управления. Использование микропроцессорной техники позволило качественно изменить подход к реализации цифровых систем управления различными объектами, что существенно упрощает решение данной задачи.

Объединение известных силовых схем с современными цифровыми системами управления позволяет улучшить энергетические характеристики преобразователей, увеличить эффективность их работы, упростить процесс наладки преобразователя и контроля его основных параметров, производить самотестирование модулей, своевременно обнаруживать «проблемные участки» схемы. Безусловно, наиболее важным преимуществом является гибкость реализации алгоритма функционирования устройства и снижение его конечной стоимости. Объясняется это тем, что часть задач по формированию временных интервалов и регулированию перекладывается на программноаппаратное обеспечение. Создание эффективных программ совместно с оптимальным выбором периферийных устройств требует высокой квалификации разработчика.

Постановка задачи. Сегодня к услугам специалистов по преобразовательной технике представлена широкая номенклатура микропроцессорных средств, имеющих различную производительность, отличающихся внутренней архитектурой, наличием различного количества периферийных модулей, при этом их цена остается доступной. Задачей данной статьи является анализ возможности и особенностей применения бюджетного микроконтроллера фирмы STM в качестве ядра системы управления полупроводниковым преобразователем, реализующей алгоритм разделенной коммутации [6, 12].

Результаты исследований. Принципы управления. Для снижения потерь в системе преобразования электрической энергии авторами предлагается структура двухзвенного DC/DC преобразователя (рис. 1) [12], система управления которого реализует алгоритм разделенной коммутации.

<sup>©</sup> В.В. Замаруев, В.В. Ивахно, А.В. Ересько, Б.А. Стысло, Ю.В. Чурсина



Рис. 1. Схема двухзвенного DC/DC преобразователя

Схема состоит из двух коммутаторов с разделительным трансформатором. Первый коммутатор представляет собой мостовой инвертор тока, второй выполнен по топологии полумостового инвертора напряжения. В результате реализации предлагаемого алгоритма управления, в каждом из коммутаторов происходит однородная коммутация: выключение ключей VT1-VT4 инвертора тока в режиме коммутации при нулевом токе Zerro Current Switching (ZCS) и включение ключей VT5, VT6 инвертора напряжения в режиме коммутации при нулевом напряжении – Zerro Voltage Switching (ZVS). Потери при жестком включении ключей инвертора тока и выключении ключей инвертора напряжения ограничены бездиссипативными снабберами. Такой подход к построению схемы позволяет минимизировать мощность потерь в силовых полупроводниковых ключах.

Для организации режимов мягкой коммутации необходимо управление ключами производить согласно алгоритму, иллюстрируемому диаграммами, представленным на рис. 2.



Рис. 2. Импульсы управления силовых ключей двухзвенного преобразователя

Реализация такого алгоритма управления представляется достаточно простой, однако, ключевую роль в алгоритме играет наличие временных интервалов, отмеченных на рис. 2. В идеальном случае импульсы управления ключами инвертора тока VT1, VT3, а также VT2, VT4 являются взаимно противофазными, тем не менее, в реальной схеме управления они должны формироваться с некоторым перекрытием *d*, что является спецификой управления инвертором тока. Варьируя величину интервала *A* – фазного сдвига между управляющими сигналами ключей стоек инвертора тока, задают уровень его выходной величины (тока или напряжения). Интервал *е* необходим для организации «мертвого времени» *dead-time* между импульсами управления ключами инвертора напряжения. Временной интервал *В* обеспечивает заданное перекрытие импульсов управлении ключами двух коммутаторов и играет основную роль в организации разделенной коммутации.

Таким образом, задача системы управления сводится к формированию управляющих импульсов ключами коммутаторов с обеспечением необходимых временных характеристик последовательности импульсов. Временные характеристики могут быть разделены на несколько групп:

• фиксированные временные интервалы:

- обеспечивающие заданную рабочую частоту инвертора тока и инвертора напряжения;
- обеспечивающие безопасную область работы инвертора (интервалы d, e);
- обеспечивающие алгоритм разделенной коммутации (интервал *B*);
- изменяемые:
  - обеспечивающие регулирование выходных параметров инвертора (интервал *A*).

Реализация управления. В общем случае, величина фиксированных интервалов является функцией токов/напряжений в преобразователе [6] и может изменяться системой управления в зависимости от режима работы. Величина регулируемого интервала А так же имеет ограничения (0<A<T/2). В установившемся режиме работы  $A \rightarrow 0$ , либо  $A \rightarrow T/2$ , в зависимости от направления потока передаваемой энергии. Вышесказанное делает нецелесообразным использование табличного задания интервалов состояний ключей, следует отдать предпочтение формированию управляющих импульсов с помощью аппаратных средств микроконтроллера, причем при их проектировании целесообразно учесть особенности алгоритма формирования импульсов управления транзисторами. В этом случае снижается нагрузка на программную составляющую системы управления, повышая её быстродействие и надежность работы.

Система управления двухзвенным преобразователем построена на базе бюджетного микроконтроллера фирмы *STMicroelectronics* – STM32F103. Основным преимуществом данного контроллера является доступность, высокое быстродействие, наличие большого набора периферийных устройств [13].

Поскольку предлагаемый микроконтроллер может использоваться, но не предназначен специально, для управления преобразователями электрической энергии, режим перекрытия импульсов управления в нем аппаратно не поддерживается. Для аппаратного формирования импульсов управления ключами инвертора тока был применен режим таймера – ШИМ с центральным выравниванием – *PWM center-aligned mode*. Таймер работает в режиме формирования выходного сигнала OCx при совпадении значений регистра и счетчика – *output compare* (рис. 3,*a*,*d*). Поскольку между импульсами управления стойками инвертора формируется фазный сдвиг, то ключи каждой стойки инвертора обслуживаются отдельным таймером, соответственно ТІМа и ТІМс. Большое количество регистров сравнения и возможность использования как прямого, так и инверсного значения результата работы таймера позволяет легко реализовать требуемый алгоритм формирования импульсов управления инвертором тока (рис. 3, 6, 6) и (рис.  $3, e, \mathcal{K}$ ).



Рис. 3. Формирование импульсов управления ключами инвертора тока с помощью аппаратных средств контроллера

Для управления преобразователем была использована возможность синхронизации таймеров, работающих в режиме *output compare* (рис. 4).



Рис. 4. Вариант синхронизации таймеров для управления инвертором тока

Событие ОС3 таймера ТІМа синхронизирует начало отсчета таймера ТІМb (рис. 3,*г*), который задает фазный сдвиг между управляющими сигналами ключей стоек инвертора тока, поскольку является источником сигнала синхронизации таймера ТІМс.

Фронты выходных импульсов таймеров формируются в моменты совпадения значений счетных регистров таймера со значением регистра сравнения. Формирование интервалов перекрытия d и фазного сдвига A, происходит путем записи в регистры сравнения соответствующих чисел. На рис. 3 числа, записываемые в регистры сравнения обозначены с индексом  $d(X_d)$ , где X – обозначение соответствующего аналогового параметра. Применение таймеров с частотой тактирования 72 МГц позволяет обеспечить формирование временных интервалов с дискретностью 13.9 нс.

Формирование фазного сдвига *В* между управляющими последовательностями инвертора тока и инвертора напряжения (рис. 2) производится аналогично формированию фазного сдвига *А*. В разработанной системе управления основным (ведущим) таймером, определяющим базовые временные интервалы, такие, как частота преобразования, является таймер TIMa. Таймер TIMd, как и таймер TIMb, синхронизируется ведущим таймером (рис. 5).

Формирование импульсов управления ключами полумостового инвертора напряжения осуществляется таймером ТІМе, работающим в режиме прямого счета с комплементарными каналами выходных сигналов OC1 и аппаратным *dead time*. Фазный сдвиг *В* между управляющими последовательностями инвертора тока и инвертора напряжения определяется значением регистра сравнения таймера ТІМd.



Рис. 5. Вариант синхронизации таймеров для управления инвертором напряжения

Поскольку весь процесс формирования временных интервалов реализован аппаратно, то для изменения уровня выходной величины преобразователя достаточно изменения фазного сдвига А, что реализуется записью в регистр микроконтроллера одного числа, полученного в результате работы системы управления, собственно регулятора. Входным сигналом системы управления является сигнал с выхода АЦП, измеряющего значение выходного тока/напряжения преобразователя, представляющий собой целочисленное значение с разрядностью до 12 бит. Выходным сигналом – является значение регистра сравнения 16разрядного таймера с частотой тактирования 72 МГц. Для реализации типовых ПИ-регуляторов достаточно использования целочисленной арифметики, в ряде случаев - с применением табличного представления тригонометрических либо других функций, в соответствующем целочисленном представлении. При достижении ограничений, свойственных целочисленным вычислениям, возможен переход на микроконтроллеры семейства STM32F4xx [14], которые имеют в своем составе математические сопроцессоры для работы с числами в формате с плавающей точкой. Переход между семействами микроконтроллеров предусмотрен производителем и они совместимы не только по аппаратным средствам, но и, в ряде случаев, по функциональности и расположению выводов.

Экспериментальные результаты. Для экспериментальной проверки принципов разделенной коммутации были разработаны имитационная и физическая модели преобразователя.

Цифровая система управления экспериментальным образцом преобразователя выполнена с использованием отладочного модуля STM32. Принципы формирования импульсов управления соответствуют приведенным на рис. 3 – рис. 5.

Результаты имитационного моделирования двухзвенного DC/DC преобразователя (рис. 1) с разделенной коммутацией приведены на рис. 6 (осциллограммы тока и напряжения ключа инвертора тока) и рис. 8 (осциллограммы тока и напряжения ключа инвертора напряжения).



Особенностью разделенной коммутации, как упоминалось выше, является отсутствие жесткой коммутации ключей. Режим ZCS выключения ключей инвертора тока (область 1 на рис. 6) подтверждается осциллограммами тока и напряжения, полученными на экспериментальном образце преобразователя (рис. 7).



Рис. 7. Осциллограммы тока и напряжения ключа инвертора тока, подтверждающие отсутствие жесткой коммутации

Нулевое значение тока/напряжения на осциллограммах показано маркерами в левой части экрана. Включение ключей инвертора тока (область 2 на рис. 6) происходит так же в нулях тока за счет использования индуктивных бездиссипативных снабберов (рис. 8).



Дуальный по отношению к инвертору тока режим ZVS ключей инвертора напряжения (включение - область 1 на рис. 9) подтверждается осциллограммами (рис. 10).



Рис. 9. Машинограммы напряжения (верхняя) и тока(нижняя) ключа инвертора напряжения



напряжения, подтверждающие отсутствие жесткой коммутации

Выключение ключей инвертора напряжения (область 2 на рис. 9) происходит так же в нулях напряжения за счет использования емкостных бездиссипативных снабберов (рис. 11).



инвертора напряжения

Результаты экспериментальных исследований совпали с данными иммитационного моделирования в части обеспечения режимов ZCS и ZVS, работы бездиссипативных снабберов. Цифровая система управления обеспечила требуемую точность формирования временных интервалов, отсутствие джиттера импульсов управления. Дискретность формирования временных импульсов позволила в полной мере использовать частотные свойства приборов и возможности реализованной системы регулирования.

## Выводы.

1. Использование современных микроконтроллеров позволяет существенно упростить процесс синтеза и наладки цифровых систем управления, полностью возложить функцию формирования управляющих импульсов на их аппаратную часть.

2. Проведенные исследования дают возможность расширить применение микроконтроллеров семейств STM32F1xx и F4xx в системах управления преобразователей электрической энергии, как в качестве основного элемента формирования временных интервалов и импульсов управления полупроводниковыми ключами, так и элементов систем регулирования.

3. Предложенный подход может использоваться при проектировании систем управления последовательно/параллельно соединенными преобразователями с взаимной синхронизацией последовательностей импульсов управления.

Благодарность. Авторы выражают благодарность компании СЭА – дистрибьютору фирмы STMicroelectronics в Украине и лично Ковалю Юрию Анатольевичу, за предоставление отладочных плат STM32 Discovery и информационной поддержки.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

*I.* Yano M., Abe S., Ohno E. History of power electronics for motor drives in Japan // rec. of the 2004 IEEE Conference on the History of Electronics. 2004. – Режим доступа: http://www.ieeeghn.org/wiki6/images/4/49/Yano2.pdf.

**2.** Y. Lobsiger and J. W. Kolar Closed-Loop di/dt and du/dt IGBT Gate Driver,» in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 6, pp. 3402-3417, June 2015.

3. Hou N., Song W., Wu M. Minimum-Current-Stress Scheme of Dual Active Bridge DC–DC Converter With Unified Phase-Shift Control // IEEE Transactions – Power Electronics, vol. 31, no. 12, pp. 8552-8561.

**4.** Moisseev S., Soshin K., Sato S., Gamage L., Nakaoka M. Novel soft-commutation DC-DC power converter with highfrequency transformer secondary side phase-shifted PWM active rectifier // IEEE Proceedings – Electric Power Applications. – 2004. – Vol. 151. – No.3. – pp. 260-267.

5. Ивахно В.В., Замаруев В.В., Стысло Б.А. О возможности снижения динамических потерь в двухзвенном преобразователе постоянного напряжения с разделенной коммутацией // Технічна електродинаміка. – 2014. № 4. – С. 84-86. Режим доступа: http://nbuv.gov.ua/UJRN/TED 2014 4 30.

6. Chub A., Kosenko R., Blinov A., Ivakhno V., Zamaruiev V., Styslo B. Full soft-switching bidirectional current-fed DC-DC converter // 56th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), Riga, 2015, pp. 1-6.

7. Simscape Power Systems User's Guide (Simscape Components) 2016 by The MathWorks, Inc. p. 66 – Режим доступа: http://www.mathworks.com/help/pdf\_doc/physmod/sps/sps\_ug. pdf.

8. Simscape Power Systems User's Guide (Specialized Technology). 2016 Hydro-Québec and The MathWorks, Inc. р. 374 – Режим доступа:

 $http://www.mathworks.com/help/pdf\_doc/physmod/sps/powersy s.pdf.$ 

9. Rapid power electronics simulation. Trusted results. Режим доступа: <u>https://powersimtech.com/products/</u>

10. Synopsys Saber platform – Режим доступа: http://www.synopsys.com/Prototyping/Saber/Pages/default.aspx 11. Volodymyr Ivakhno, Volodymyr Zamaruiev, Olga Ilina. Estimation of Semiconductor Switching Losses under Hard *Switching using Matlab/Simulink Subsystem.* Electrical, Control and Communication Engineering. Volume 2, Issue 1, Pages 20–26, ISSN (Online) 2255-9159, ISSN (Print) 2255-9140, DOI: 10.2478/ecce-2013-0003, May 2013.

12. Сокол Є.І., Івахно В.В., Замаруєв В.В., Стисло Б.О. Патент України на корисну модель №97330. Дволанковий напівпровідниковий перетворювач підвищеної вхідної постійної напруги в постійну із розділеною комутацією UA МПК (2006.01) H02J 7/35. Публ. 10.03.2015, бюл. №5.

*13. RM0008.* Reference manual. STM32F101xx, STM32F102xx, STM32F103xx, STM32F105xx and. STM32F107xx advanced ARM® -based 32-bit MCUs. STMicroelectronics 2015. p.1137 – Режим доступа: www.st.com/resource/en/reference\_manual/cd00171190.pdf.

*14.* RM0090: STM32F405/415, STM32F407/417, STM32F427/437 and STM32F429/439 advanced ARM®-based 32-bit MCUs 2016 STMicroelectronics. pp.1744. – Режим доступа:

http://www.st.com/resource/en/reference\_manual/dm00031020.pdf.

## REFERENCES

*I.* Yano, Masao, Shigeru Abe, and Eiichi Ohno. «History of power electronics for motor drives in Japan.» rec. of the 2004 IEEE Conference on the History of Electronics. 2004. Available at: <u>http://www.ieeeghn.org/wiki6/images/4/49/Yano2.pdf</u> (accessed 14 June 2016).

2. Y. Lobsiger and J. W. Kolar, «Closed-Loop di/dt and du/dt IGBT Gate Driver,» in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 6, pp. 3402-3417, June 2015. doi: 10.1109/TPEL.2014.2332811.

3. N. Hou, W. Song and M. Wu, «Minimum-Current-Stress Scheme of Dual Active Bridge DC–DC Converter With Unified Phase-Shift Control,» in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 12, pp. 8552-8561, Dec. 2016. doi: 10.1109/TPEL.2016.2521410.

**4.** S. Moisseev, K. Soshin, S. Sato, L. Gamage and M. Nakaoka, «Novel soft-commutation DC-DC power converter with high-frequency transformer secondary side phase-shifted PWM active rectifier,» in *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 151, no. 3, pp. 260-267, 8 May 2004. **doi: 10.1049/ip-epa:20040231**.

V.V., Zamaruiev V.V., Styslo B.A. O 5. Ivakhno vozmozhnosti snizheniya dinamicheskih poter v dvuhzvennom preobrazovatele postovannogo napryazheniya s razdelennoy kommutatsiey [On the possibility of reducing dynamic losses in the two-tier DC converter with the divided switching] Problems of modern electrical engineering - 2014, XIII International Scientific Conference, 2-6 June, 2014 Kyiv, Ukraine: Tehnichna Elektrodynamika № 4, 2014 (July/August) 84 86. (Rus). Available Ρ. at: http://nbuv.gov.ua/UJRN/TED 2014 4 30. (accessed 14 June 2016).

6. A. Chub, R. Kosenko, A. Blinov, V. Ivakhno, V. Zamaruiev and B. Styslo, «Full soft-switching bidirectional current-fed DC-DC converter,» *Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), 2015 56th International Scientific Conference on*, Riga, 2015, pp. 1-6. doi: 10.1109/RTUCON.2015.7343149.

7. Simscape Power Systems User's Guide (Simscape Components) 2016 by The MathWorks, Inc. p. 66. Available at: <u>http://www.mathworks.com/help/pdf\_doc/physmod/sps/sps\_ug.</u>pdf. (accessed 14 June 2016).

8. Simscape Power Systems User's Guide (Specialized Technology). 2016 Hydro-Québec and The MathWorks, Inc. p. 374 Available at:

http://www.mathworks.com/help/pdf\_doc/physmod/sps/powersy s.pdf. (accessed 14 June 2016).

**9.** Rapid power electronics simulation. Trusted results. Available at: <u>https://powersimtech.com/products/</u> (accessed 14 June 2016).

*10.* Synopsys Saber platform – Available at: <u>http://www.synopsys.com/Prototyping/Saber/Pages/default.aspx</u> . (accessed 14 June 2016).

11. Volodymyr Ivakhno, Volodymyr Zamaruiev, Olga Ilina. Estimation of Semiconductor Switching Losses under Hard Switching using Matlab/Simulink Subsystem. Electrical, Control and Communication Engineering. Volume 2, Issue 1, Pages 20– 26, ISSN (Online) 2255-9159, ISSN (Print) 2255-9140, DOI: 10.2478/ecce-2013-0003, May 2013.

**12.** Sokol Y.I., Ivakhno V.V., Zamarujev V.V., Styslo B.A. *Dvolankoviy napivprovidnikoviy peretvoryuvach pidvischenoyi vhidnoyi postiynoyi naprugi v postiynu iz rozdilenoyu komutatsieyu* [Two-tier semiconductor converter of the input high dc voltage into dc with separated switching]. Patent UA, no.97330, 2015.

13. RM0008. STM32F101xx. Reference manual. STM32F102xx, STM32F103xx, STM32F105xx and. STM32F107xx advanced ARM® -based 32-bit MCUs. 2015. p.1137 Available STMicroelectronics at: www.st.com/resource/en/reference manual/cd00171190.pdf (accessed 14 June 2016).

*14.* RM0090: STM32F405/415, STM32F407/417, STM32F427/437 and STM32F429/439 advanced ARM®-based 32-bit MCUs 2016 STMicroelectronics. pp.1744. – Available at: http://www.st.com/resource/en/reference\_manual/dm00031020. pdf. (accessed 14 June 2016).

Поступила (received) 14.06.2016

Замаруев Владимир Васильевич<sup>1</sup>, к.т.н., доц., Ивахно Владимир Викторович<sup>1</sup>, к.т.н., доц., Ересько Александр Вячеславович<sup>1</sup>, к.т.н., доц., Стысло Богдан Александрович<sup>1</sup>, аспирант Чурсина Юлия Викторовна<sup>1</sup>, научный сотрудник. <sup>1</sup> Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт» 61002, Харьков, ул. Кирпичева, 21, тел/phone +38 0577076044, e-mail: bohdanstyslo@gmail.com V.V. Zamarujev<sup>1</sup>, V.V.Ivakhno<sup>1</sup>, A.V. Eresko<sup>1</sup>, B.A. Styslo<sup>1</sup>,

Y.V. Chursina<sup>1</sup>

<sup>1</sup> National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», 21, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

# The use of digital control systems in power converters.

Purpose. The objective of this article is to analyze the possibilities and features of STM32 core microcontroller as a power converter control system with realizing the algorithm of soft switching. Methodology. At mathematical modelling are considered functional, and cost indexes of power converters that allows observing engineering and economic aspects of digital control system. For the purpose of raise of level of adequacy of models, losses of power are considered. Results. A method of forming a power converter control pulses based on its mathematical modeling was developed. Digital control system is realized on a microcontroller STM32. Experimental investigations of physical converter model confirmed the absence of hard switching of power switches. Given waveforms confirm ZVS and ZCS commutation and non-dissipative snubbers influence to commutation of power switches Originality. For the first time provides a method for the use of microcontroller hardware: timers and its synchronization for control of dual active bridge DC-DC converter with soft switching (split commutation). Practical value. The use of modern microcontrollers can greatly simplify the process of synthesis and adjustment of digital control systems; fully assume the function of generating control pulses on their hardware. The studies make it possible to expand the use of microcontrollers STM32F1xx F4xx in electric power converters control systems as a core element the formation the time intervals and power switch control pulse, and elements of control systems. The proposed approach can be used in the design of control systems in series/parallel-connected inverters with mutual synchronization sequences of control pulses. References 14, figures 11.

Key words: power characteristics, the dynamic losses, digital control system, microcontroller, a two-tier DC/DC converter, soft switching, ZCS, ZVS, timer, synchronization, PWM. Б.Л. Копчак, М. Тверд, Б. Козловскі

# ПІ<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-РЕГУЛЯТОР ДРОБОВОГО ПОРЯДКУ ДЛЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЧАСТОТИ ТИПУ MFC710

Запропоновано реалізувати інтегральну і диференціальну ланки ПРД<sup>и</sup> - регулятора дробового порядку, на основі застосування перетворення Оусталоупа, яке забезпечує значно вищу швидкодію порівняно з моделями Грюнвальда-Летнікова і лише незначно поступається їм в точності, хоча це компенсується простотою обчислювальної процедури. Проведені випробування такого регулятора як опції в перетворювачах частоти типу MFC710 фірми TWERD для керування координатами електропривода показали його переваги у порівнянні з класичним ПІД-регулятором. Бібл. 8, табл. 1, рис. 5.

Ключові слова: електромеханічна система, перетворювач частоти типу MFC 710, асинхронний двигун, Пі<sup>λ</sup>Д<sup>µ</sup> - регулятор, перетворення Оусталоупа, програмований логічний контролер.

Предложено реализовать интегральное и дифференциальное звено ПИ<sup>2</sup>Д<sup>4</sup> – регулятора дробного порядка, на основе применения преобразования Оусталоупа, которое обеспечивает значительно более высокое быстродействие по сравнению с моделями Грюнвальда-Летникова и лишь незначительно уступает им в точности, хотя это компенсируется простотой вычислительной процедуры. Проведенные испытания такого регулятора в качестве опций в преобразователях частоты типа MFC710 фирмы TWERD для управления координатами электропривода показали его преимущества по сравнению с классическим ПИД-регулятором. Библ. 8, табл. 1, рис. 5.

Ключевые слова: электромеханическая система, преобразователь частоты типа MFC 710, асинхронный двигатель, ПИ<sup>λ</sup>Д<sup>µ</sup> - регулятор, преобразования Оусталоупа, программируемый логический контроллер.

Вступ. Застосування в електромеханічних системах (EMC) пропорційно-інтегральнодиференціювальних (ΠΙ<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>) регуляторів дробового порядку дозволяє покращити якість перехідних процесів і при цьому підвищити запас їх стійкості порівняно з аналогічними системами, в яких використовуються класичні (цілого прядку) регулятори [1,2,3]. Ряд авторів прогнозують, що застосування регуляторів дробового порядку для керування виробничими процесами буде зростати замість класичних регуляторів, коли отримають розвиток реалізація і методи налаштування таких регуляторів. У зв'язку зі зростанням попиту на регульовані електроприводи (ЕП) змінного струму в ЕМС актуальним є використання в універсальних перетворювачах частоти (ПЧ) з векторним керуванням дробових ПІ<sup><sup>λ</sup>Д<sup>µ</sup> – регуляторів з передаточ-</sup> ною функцією (ПФ)

$$W_p(s) = K_p + T_i s^{-\lambda} + T_d s^{\mu} , \qquad (1)$$

що дозволить реалізувати переваги таких регуляторів щодо оптимізації ЕМС і підвищення їх робастності.

**Постановка задачі.** В [4] проведено порівняльний аналіз різних підходів до реалізації  $\Pi I^{\lambda} Д^{\mu}$  - регулятора дробового порядку, на основі чого як найбільш раціональний варіант вибрано представлення його інтегральної і диференціальної ланок дробового порядку за застосування перетворення Оусталоупа (англ. Oustaloup), яке забезпечує значно вищу швидкодію порівняно з моделями Грюнвальда-Летнікова, лише незначно поступаються їм в точності, хоча це компенсується простотою обчислювальної процедури.

На сьогоднішній день проблема розрахунку і реалізації  $\Pi^{\lambda} Д^{\mu}$  - регуляторів дробового порядку і дослідження їх можливостей в автоматизованих ЕМС є надалі актуальною і потребує вирішення, але при цьому розробників будуть цікавити наступні питання:

• Як обґрунтувати, що у певній ЕМС є необхідність використовувати дробовий регулятор, якщо регулятор цілого порядку у певній мірі задовольняє вимогам до електроприводу цієї системи?

• Як передбачити покращення характеристик ЕМС, використовуючи регулятор дробового порядку?

• Як організувати експеримент, щоб налаштувати регулятор дробового порядку?

• Як найкраще налаштувати регулятор дробового порядку, згідно критерію мінімізації часу експериментальних досліджень?

• Як найкраще спроектувати регулятор дробового порядку для певного класу ЕМС (об'єктів керування).

В стандартному варіанті МFC 710 [6] передбачений програмований логічний контролер (ПЛК) (англ. PLC), за допомогою якого можна контролювати режими роботи ПЧ і керувати певними технологічними процесами. Система ПЛК розроблена таким чином, що дозволяє змінювати програму налаштування електропривода без будь-якого демонтажу елементів. В останній модифікації системи ПЛК МFC 710 передбачено розширити її функціональні можливості шляхом введення в її склад регулятора дробового порядку, що дозволить реалізувати переваги таких регуляторів щодо оптимізації ЕМС і підвищення їх робастності.

Метою даної роботи є розроблення пропорційно-інтегрально-диференціального регулятора дробового порядку і його реалізація як опції в програмованому логічному контролері перетворювачів частоти типу MFC710 фірми TWERD для керування координатами електропривода (частотою обертання), або технологічними параметрами (температурою, тиском) тощо.

Основний матеріал. На основі досліджень, результати яких наведені в роботах [4, 7], теоретичною основою реалізації інтегральної і диференціальної ланок дробового  $\Pi^{\lambda} Д^{\mu}$  - регулятора вибрано перетворення Оусталоупа різного порядку апроксимації (*N*). Згідно перетворення Оусталоупа передбачається можливість представлення дробового степеня оператора  $s^{\pm\alpha}$  наступним чином:

$$s^{\alpha} = \left(\frac{\omega_u}{\omega_h}\right)^{\alpha} \prod_{k=-N}^{k=N} \frac{1 + s/\omega'_k}{1 + s/\omega_k}, \qquad (2)$$

де  $\omega_u = \sqrt{\omega_l \omega_h}$ , N – порядок апроксимації (представлення), яким слід задатися;  $\omega'_k$ ,  $\omega_k$  – нулі та полюси еквівалентної передавальної функції (ПФ) цілого порядку, відповідно.

Розрахунок нулів та полюсів апроксимуючої П $\Phi$ цілого порядку проводяться згідно наступних виразів

$$\omega_{k}' = \omega_{l} \left( \frac{\omega_{h}}{\omega_{l}} \right)^{(k+N+0,5-0,5\cdot\alpha)/(2N+1)}, \qquad (3)$$
$$\left( \omega_{h} \right)^{(k+N+0,5+0,5\cdot\alpha)/(2N+1)}, \qquad (3)$$

$$\omega_k = \omega_l \left(\frac{\omega_h}{\omega_l}\right) \tag{4}$$

Коефіцієнт підсилення апроксимуючої ПФ цілого порядку

$$k_n = \left(\frac{\omega_u}{\omega_h}\right)^{\alpha}$$

а її порядок n = 2N+1. Апроксимуюча ПФ записується у вигляді відношення n-розрядних поліномів:

$$W(s) = k_n \frac{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} = \frac{P(s)}{Q(s)}.$$
 (5)

Реалізувати таким чином цифровий  $\Pi^{\lambda} Д^{\mu}$  - регулятор дробового порядку можна лише за використання комп'ютера і середовища MATLAB Simulink.

В статті розглянуто варіант реалізації інтегральної і диференціальної ланок дробового ПІ<sup>λ</sup>Д<sup>µ</sup>-регулятора шляхом розкладання ПФ (5) до вигляду

$$s^{\pm \alpha} = W(s) = A_1 \frac{1}{s - s_1} + A_2 \frac{1}{s - s_2} + \dots + A_n \frac{1}{s - s_n},$$
(6)

де s<sub>1</sub>, s<sub>2</sub>,...s<sub>n</sub> – корені характеристичного рівняння. Коефіцієнти A<sub>1</sub>, A<sub>2</sub>,...A<sub>n</sub> знаходяться за виразом

$$A_i = \frac{P(s)}{Q'(s)}$$
 при  $s = s_j$ .

Таким чином інтегральна і диференціальна ланки дробового порядку на основі (6) можна легко реалізувати в програмних середовищах С, С#, С++ або в Асемблері.

Нижче, як приклад, наведені відповідні вирази П $\Phi$ цілого порядку, отриманих за застосування перетворення Оусталоупа (3) з N = 1, 2 стосовно диференціальної та інтегральної ланок дробового порядку [7] з приведенням їх до форми (6):

1) інтегральна дробова ланка

$$W(s) = s^{-0.5}$$

N=1

$$s^{-0,5} = \frac{0.1s^3 + 4.867s^2 + 10.49s + 1}{s^3 + 10.49s^2 + 4.867s + 0.1} \implies (7)$$

$$\implies 0.1 + \frac{0.1758}{s - 0.0215} + \frac{0.6701}{s - 0.4642} + \frac{2.9725}{s - 10}; \qquad (8)$$

N=2

$$s^{-0,5} = \frac{0,1s^5 + 7,497s^4 + 76,85s^3 + 121,8s^2 + 29,85s + 1}{s^5 + 29,85s^4 + 121,8s^3 + 76,85s^2 + 7,497 + 0,1} \quad (9)$$
$$0,1 + \frac{0,1082}{0,0158} + \frac{0,1942}{0,01} + \frac{0,4678}{0,0158} + \frac{0,1942}{0,0158} + \frac{0,1942}{0,01$$

 $W(s) = s^{0,5}$ 

$$\Rightarrow \frac{s - 0,0138}{s - 3,9811} + \frac{2,5922}{s - 25,1189}$$
; (10)

2) диференціальна дробова ланка

N=1

$$s^{0,5} = \frac{10s^3 + 104,9s^2 + 48,67s + 1}{s^3 + 48,67s^2 + 104,9s + 10} \implies (11)$$

$$\implies 10 + \frac{-0,0297}{s - 0,1} + \frac{-3,1105}{s - 2,1544} + \frac{-378,7060}{s - 46,4159}; (12)$$

N=2

$$s^{0,5} = \frac{10s^5 + 2985s^4 + 1218s^3 + 7685s^2 + 7497s + 1}{s^5 + 7497s^4 + 7685s^3 + 1218s^2 + 2985 + 10}$$
(13)  
$$\implies \frac{10 + \frac{-0,0041}{s - 0,0398} + \frac{-0,0726}{s - 0,2512} + \frac{-1,1750}{s - 1,5849} + \frac{-19,4241}{s - 10} + \frac{-4305730}{s - 63,0957}$$
(14)

На першому етапі програмне забезпечення для інтегральної і диференціальної ланки дробового порядку було розроблене в програмному середовищі Arduino (мова програмування «С») для плати Arduino DUE [8]. Такий підхід дозволив перевірити ступінь адекватності перехідних функцій, отриманих моделей інтегральної і диференціальної ланки дробового порядку за використання перетворення Оустолоупа у порівнянні з перехідними функціями, отриманими за використання перетворення Лапласа, як еталонними. На наступному етапі це програмне забезпечення було перероблене для плати MFC1000/10 на основі мікропроцесора ARM STM32F407 VG. Програмування плати MFC1000/10 здійснювалося в професійному програмному середовищі СооСох CoIDE мовою програмування С.

Практична реалізація і дослідження. Перевагою ПІ<sup> $\lambda$ </sup>Д<sup> $\mu$ </sup> - регулятора дробового порядку, реалізованого за застосування перетворення Оусталоупа є його універсальність, тобто він може працювати і як класичний ПІ-регулятор, якщо встановити  $\lambda$ =1,  $\mu$ =0. Тому з метою перевірки точності запропонованого способу реалізації дробового регулятора було проведено дослідження ступені адекватності ПІ<sup> $\lambda$ </sup> регулятора такого типу в режимі цілочисельного ( $\lambda$ =1) з класичним ПІрегулятором. Для цього в середовищі Arduino для плати Arduino Due було розроблено відповідне програмне забезпечення, яке реалізує класичний цифровий ПІ - регулятор з ПФ

$$W_p(s) = K_p + \frac{1}{T_i s} = 3 + \frac{1}{1,0s},$$
 (15)

де  $K_p = 3$  – коефіцієнт підсилення пропорційної складової,  $T_i = 1$ с – стала часу інтегральної ланки.

На рис. 1 показано перехідний процес на виході класичного ПІ-регулятора, реалізованого за викорис-

тання плати Arduino Due (крива «1»), за дії стрибкоподібного вхідного сигналу 1 В.

Аналогічні дослідження були проведені для ПІ<sup> $\lambda$ </sup> - регуляторів дробового порядку реалізованого за застосування перетворення Оусталоупа з *N*=1 для  $\lambda$ =1 з ПФ (7), тобто ПІ-регулятора цілого порядку (крива «2»).



сичного (крива «1») і дробового, який працює в режимі цілого (λ=1) і N=1 (крива «2»)

Для оцінки проведених досліджень в Таблиці 1 наведені їх результати: швидкодія, тобто час розрахунку однієї точки перехідного процесу інтегральної (диференціальної) ланок дробового порядку - ( $\tau$ ); середньоквадратичне відхилення –  $\sigma_n$  і його відносне значення  $\delta_n$  перехідних процесів різних варіантів реалізації ПІ - регуляторів за використання плат Arduino Due і MFC1000/10 у порівнянні з перехідним процесом, отриманим для ПІ-регулятора на основі зворотного перетворення Лапласа.

Таблиця 1

_	p • • • • • • • • • • • • • • •	Program Program	F - F - J	
№	Варіант реалізації	Перетворення Оусталоупа	$\sigma_n / \delta_n$	τ, c.
1	Arduino DUE ПІ- регулятор цілого порядку	_	0,00292 (0,029%)	0,00111*
2	Arduino Due $\Pi I^{\lambda}$ ( $\lambda$ =1)	<i>N</i> =1	0,01060 (0,106%)	0,001
3	Arduino Due $\Pi I^{\lambda}$ ( $\lambda$ =1)	<i>N</i> =2	0,01061 (0,106%)	0,002
4	$\frac{MFC1000/10 \Pi I^{\lambda}}{(\lambda=1)}$	<i>N</i> =1	-	0,0001
5	MFC1000/10 ΠΙ <sup>λ</sup> (λ=1)	N=2	_	0,0002

Швидкодія та точність різних варіантів реалізації ПІ - регуляторів цілого порядку

\* – включений режим 12 – бітного ЦАП.

Проведені дослідження показали високу адекватність варіантів практичної реалізації інтегральної/диференціальної моделі дробового порядку за використання перетворення Оусталоупа та побудови на їх основі  $\Pi^{\lambda}$ -регулятора дробового порядку. Отримані результати дозволили перейти до реалізації  $\Pi^{\lambda} Д^{\mu}$ -регулятора. Було розроблено відповідне програмне забезпечення, за використання якого було реалізовано цифровий  $\Pi^{\lambda} Д^{\mu}$  - регулятор дробового порядку з  $\Pi \Phi$  (1).

Реалізація  $\Pi^{\lambda} \Pi^{\mu}$  - регулятора здійснена за використання мікропроцесора ARM STM32F407 VG. Основні технічні дані процесора: • сімейство мікропроцесорів STM32F407хх побудоване на базі високопродуктивних ARM<sup>®</sup>Cortex<sup>®</sup>-M4 32-бітних RISC ядер, що працюють на частоті до 168 МГц. Ядро Cortex-M4 має блок плаваючої точки (FPU) одинарної точності, який підтримує всі інструкції по обробці даних з одинарною точністю ARM і типи даних. Він також реалізує повний набір інструкцій DSP і блок захисту пам'яті (MPU), який збільшує безпеку додатків. До складу даного сімейства входять:

• високошвидкісні вбудовані запам'ятовуючі пристрої (флеш-пам'ять до 1 Мбайт, до 192 Кбайт SRAM), до 4 Кбайт резервної SRAM;

- три 12-бітних АЦП;
- два 12-бітних ЦАП.

Для програмування мікропроцесора ARM STM32F407 VG на платі MFC1000/10 використано програматор / відлагоджувач ST-LINK/ V2 для мікроконтролерів серії STM8 та STM32 виробництва фірми STMicroelectronics, який передбачений в платі. Відлагоджувач вмикається до відлагоджуваної плати за допомогою стандартного JTAG / SWD інтерфейсу (мікроконтролери на базі ядра STM32) або за допомогою SWIM-інтерфейсу (для мікроконтролерів сімейства STM8).

Після налагодження програма була записана в пам'ять плати і проведені її дослідження. Реєстрації перехідних процесів інтегральної і диференціальної ланки дробового порядку здійснювалася за використання цифрового осцилографа.

На рис. 2 наведено частину результатів дослідження перехідних процесів інтегральної ланки дробового порядку, зокрема з ПФ  $W(s) = s^{-0.5}$ , а на рис.3диференціальної дробової лани з ПФ  $W(s) = s^{0.5}$  в процесі автономної роботи плати MFC1000/10, запрограмованої згідно застосування перетворення Оусталоупа (2) з N=1 при дії стрибкоподібного сигналу х = 1В на її вході. Перехідні процеси ланок для N = 2 візуально співпадають з перехідними процесами, наведеними на рис. 2 і 3 для N=1.



Швидкодія інтегральної /диференціальної ланки дробового порядку за використання мікроконтролерної плати MFC1000/10 визначається часом розрахунку однієї точки перехідного процесу (т) інтегральної і диференціальної ланок дробового порядку, який встановлюється програмно і залежить від складності розрахунку. У випадку використання мікроконтролерної плати MFC1000/10 і перетворення Оусталоупа (2) з  $N=1-\tau=0,0001$  с, а при  $N=2-\tau=0,0002$  с.



дробового порядку з ПФ  $\hat{W}(s) = s^{0,5}$  для N=1

Дослідження розробленої опції перетворювача частоти типу МFC710 [6] 4 кВт з ПІ<sup>λ</sup>Д<sup>µ</sup> - регулятором дробового порядку було проведено на випробовувальному стенді фірми «TWERD» у системі ПЧ-АД з енкодером (АД:  $P_n$  =3 кВт,  $U_n$  = 400 В,  $n_n$  = 1445об/хв,  $I_{\rm H}$  =6,8А, соѕф =0,75), за програмою часткового факторного експерименту. Змінними факторами є параметри ПІ<sup>λ</sup>Д<sup>µ</sup>-регулятора:  $K_p$ ,  $k_i$ = 1/ $T_i$ ,  $\lambda$ ,  $k_d$  =  $T_d$ ,  $\mu$ . На рис. 4 показані перехідні процеси ЕМС за використання ПІ<sup>λ</sup>Д<sup>µ</sup> - регулятора дробового порядку, а на рис. 5 регулятора дробового порядку у режимі класичного ( $\lambda$ =1,  $\mu$ =1): крива «1» – частота обертання АД; крива «2» – вихідний сигнал регулятора.







# Висновки.

1. Комп'ютерні дослідження алгоритму і програми реалізації інтегральної і диференціальної ланок дробового порядку показали ефективність запропоновареалізації інтегральноного підходу до диференціальних ланок дробового порядку s<sup>±a</sup> за використання перетворення Оустолоупа з подальшим розкладанням цілочисельної ПФ високого порядку на складові для апроксимації. Середньоквадратична похибка апроксимації  $\sigma_n$  за використання перетворення Оустолоупа з N=1, 2 для плати Arduino DUE i, відповідно, для плати MFC1000/10 у порівнянні з перетворенням Лапласа становить 0,07.

2. Випробування ПЧ МFC 710 з ПІ<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup> - регулятором дробового порядку, реалізованого за використання мікроконтролерної плати MFC1000/10 в системі керування швидкості на стенді фірми «Тверд» підтвердили її ефективність з точки зору розширення можливостей такого регулятора у порівнянні з класичним ПІД-регулятором щодо можливостей формування якості динамічних характеристик. Зокрема можливість регулювання Д<sup>μ</sup> - складової регулятора забезпечує ефект фільтрування змінної складової на виході регулятора швидкості, тобто до зменшення пульсацій моменту АД.

3. За результатами випробувань встановлено межі і дискретність зміни параметрів  $\Pi^{\lambda} Д^{\mu}$  - регулятора ( $K_{p}$ ,  $T_{i}$ ,  $\lambda$ ,  $T_{d}$ ,  $\mu$ ) і рекомендовано його використання як спеціальної опції в програмованому логічному контролері перетворювачів частоти MFC 710 для керування координатами електропривода (частотою обертання), або технологічними параметрами (температурою, тиском) тощо.

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

*I.* Васильев В.В., Симак Л.А. Дробное исчисление и аппроксимационные методы в моделировании динамических систем. – Киев: НАН Украины, 2008. – 256с.

**2.** Monje C.A., Chen Y., Vinagre B.M., Xye D., Feliu V. Fractional-order Systems and Controls. – New York: Springer, 2010. – 414p.

3. Maiti D., Biswas S., Konar A. Design of a fractional order PID controller using particle swarm optimization technique // Proceeding  $2^{nd}$  - National Conference on Recent Trends in Information Systems (ReTIS-08). – 2008. – 5p.

4. Marushchak Y., Kopchak B. Analiza modeli calkowania i rozniczkowania ulamkowego // Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej. Elektrotechnika. – 2015. – tom XXIII. – zeszyt 34(2). pp. 213-222.

5. Oustaloup A., Levron F., Nanot F., Mathieu B. Frequency band complex non-integer differentiator: characterization and synthesis // IEEE Transaction on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Application. – 2000 (Jan). – vol. 47. – no. 1. – pp. 25-39.

6. Тверд М., Копчак Б.Л. Самоналагодження параметрів регулятора швидкості електромеханічної системи з мікропроцесорним керуванням методом рою частинок // Вісник НТУ «ХПІ». Збірник наукових праць. Серія: Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика. Силова електроніка і енергоефективність. – 2015. – №12 (1121). – С. 107-110.

7. Marushchak Y., Kopchak B. Approximation of fractional order differential-integral controllers by integer order transfer functions // Computational problems of electrical engineering. –  $2014. - N_{\rm P} 1(4). - pp. 29-32.$ 

**8.** Kopchak B. Development of fractional order differentialintegral controller by using Oustaloup transformation // Proceedings of XIIth International Conference Perspective Technologies and Methods in MEMS Design (MEMSTECH 2016). – 2016. – pp. 62-65.

### REFERENCES

*I.* Vasil'ev V.V., Simak L.A. *Drobnoe ischislenie i approksimatsionnye metody v modelirovanii dinamicheskikh system* [Fractional calculus and approximation methods for modeling of dynamic systems]. Kyiv, NAN Ukrainy, 2008. 256p. (Rus)

2. Monje C.A., Chen Y., Vinagre B.M., Xye D., Feliu V. *Fractional-order Systems and Controls*. New York, Springer, 2010. 414 p.

**3.** Maiti D., Biswas S., Konar A. Design of a fractional order PID controller using particle swarm optimization technique. *Proceeding 2<sup>nd</sup>* - *National Conference on Recent Trends in Information Systems (ReTIS-08).* Kolkata, India, Feb, 2008, p. 5.

4. Marushchak Y., Kopchak B. Analysis of the model fractional integration and differentiation. *Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej. Elektrotechnika*, 2015, vol. XXIII, no. 34 (2), pp. 213-222. (Pol).

5. A. Oustaloup, F. Levron, F. Nanot, B. Mathieu. Frequency band complex non-integer differentiator: characterization and synthesis. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Application*, 2000 (Jan), vol. 47, no. 1, pp. 25-39. doi: 10.1109/81.817385.

6. Twerd M., Kopchak B. Self-tuning of parameters of speed controller of electromechanical system with microprocessor control using particle swarm optimization. *Visnyk NTU «HPI». Zbirnyk naukovyh prac'. Serija: Problemy avtomatyzovanogo elektropryvodu. Teorija i praktyka. Sylova elektronika i energoefektyvnist' – Proceedings of the NTU «KhPI». Series: Problems of automated electric drive. Theory and Practice. Power Electronics and Energy Efficiency, 2015*, no. 1121, pp. 107-110. (Ukr).

7. Marushchak Y., Kopchak B. Approximation of fractional order differential-integral controllers by integer order transfer functions. *Computational problems of electrical engineering*, 2014, no. 1(4), pp. 29-32.

8. Kopchak B. Development of fractional order differentialintegral controller by using Oustaloup transformation / B. Kopchak. *Proceedings of XIIth International Conference Perspective Technologies and Methods in MEMS Design (MEMSTECH* 2016), 2016. pp. 62-65.

Поступила (received) 10.06.2016

Копчак Богдан Любомирович<sup>1</sup>, к.т.н., доц., Тверд Міхал<sup>2</sup>, маг., інж., Козловскі Бартош<sup>2</sup>, маг., інж., <sup>1</sup> Національний університет «Львівська політехніка», 79013, Львів, вул. С. Бандери, 12,

тел/phone +38 032 2582160, e-mail: kopchakb@gmail.com

<sup>2</sup> Фірма енергоелектроніки TWERD,

28-30, ul. Aleksandrowska, Torun, 87-100, Poland.

тел/phone +48 56 6546091,

e-mail: michal @twerd.pl, bartosz.kozlowski@twerd.pl

B.L. Kopchak<sup>1</sup>, M. Twerd<sup>2</sup>, B. Kozlowski<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Lviv Polytechnic National University,

12, Bandery Str., Lviv, 79013, Ukraine.

28-30, Aleksandrowska Str., Torun, 87-100, Poland.

# Fractional order $PI^{\lambda}D^{\mu}$ - controller for MFC710 frequency converter.

Purpose. The research aims at the development of digital integral-differential fractional order controller and its implementation as an option in the programmable logic controller of MFC710-type TWERD company frequency converters to control the electric drive coordinates (rotation speed) or technological parameters (temperature, pressure) and others. Methodology. Oustaloup transformation with different approximation order (N), which provides for the representation of fractional order  $s^{\pm}$ operator using integer order transfer function as a ratio of norder polynomials, has been chosen as the theoretical basis for the implementation of integral and differential units of fractional order  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  controller. The implementation of digital fractional order  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  - controller can be achieved only by means of computer environment and MATLAB Simulink. The article considers the way of differential and integral units of fractional  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  - controller implementation as the sum of the first order aperiodic units in C, C #, C ++ software environments or Assembler. Results. Testing of MFC 710 frequency converter with fractional order  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  - controller as implemented by using MFC1000/10 microcontroller board in the speed control system on the stand of «TWERD» company has proven its effectiveness in terms of wider capability of such controller in comparison with classical PID controller regarding possibilities of quality dynamic characteristics formation. In particular, the ability to adjust  $D^{\mu}$  - component of the controller provides the effect of variable component filtering on the output of speed controller, i.e. resulting in fewer induction motor torque ripples. Originality. The approach to implementing fractional order  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  - cotroller, based on the presentation of its fractional order integral and differential units by classical polynomials using Oustaloup transformation provides significantly higher controller performance in comparison with Grunwald-Letnikov models, being slightly inferior to them in approximation accuracy only, although this is balanced by the simplicity of computing procedure. Practical value. According to testing results the limits and discrete changes of  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  - controller parameters  $(K_p, T_i, \lambda, T_d, \mu)$  have been established and the usage of fractional order  $PI^{\mu}D^{\mu}$  - cotroller has been recommended as an option in the programmable logic controller of MFC 710 frequency converters to control the electric drive coordinates (rotation speed) or technological parameters (temperature, pressure), etc. References 8, tables 1, figures 5.

Key words: electromechanical system, frequency converter MFC 710, induction motor,  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  - controller, Oustaloup transformation, programmable logic controller.

<sup>&</sup>lt;sup>2</sup> TWERD Power Electronics,

Є.М. Косарєв, В.Г. Сиченко, А.М. Муха, К.О. Хань

# РОЗРОБКА КЕРОВАНОГО ПІДСИЛЮЮЧОГО ПУНКТУ ДЛЯ РОЗПОДІЛЕНОЇ СИСТЕМИ ТЯГОВОГО ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ

В умовах впровадження важковагового та швидкісного руху застосування існуючих заходів з забезпечення належної якості напруги на струмоприймачах електрорухомого складу стає недостатнім. Сучасний розвиток техніки та технологій дає змогу розробляти та впроваджувати удосконалені системи тягового електропостачання. Авторами статті запропонована конфігурація схеми підсилюючого пункту, розрахунок та вибір його основних масогабаритних показників. Визначено критичну частоту роботи високочастотної ланки підсилюючого пункту. Проведено порівняльний аналіз матеріалів магнітопроводу імпульсного трансформатору. Для звуження діапазону відхилення напруги на струмоприймачах електрорухомого складу розроблений алгоритм роботи системи автоматичного керування вихідною потужністю підсилюючого пункту. Бібл. 9, табл. 2, рис. 8.

*Ключові слова:* постійний струм, відхилення напруги, підсилюючий пункт, імпульсний перетворювач, система керування.

В условиях внедрения тяжеловесных и скоростного движения применение существующих мер по обеспечению надлежащего качества напряжения токоприемников электроподвижного состава становится недостаточным. Современное развитие техники и технологий позволяет разрабатывать и внедрять усовершенствованные системы тягового электроснабжения. Авторами статьи предложена конфигурация схемы усиливающего пункта, расчет и выбор его основных массогабаритных показателей. Определена критическая частота работы высокочастотной звена усиливающего пункта. Проведен сравнительный анализ материалов магнитопровода импульсного трансформатора. Для сужения диапазона отклонения напряжения на токоприемниках электроподвижного состава разработан алгоритм работы системы автоматического управления выходной мощностью усиливающего пункта. Библ. 9, табл. 2, рис. 8. Ключевые слова: постоянный ток, отклонение напряжения, усиливающий пункт, импульсный преобразователь, система управления.

Вступ. Електрична тяга сучасного залізничного транспорту забезпечує конкурентні показники перевізного процесу в умовах особливих вимог до якості електропостачання. В останні роки інтенсивно розвиваються технології силової електроніки. На залізничному транспорті досягнення в цій галузі призвели до поступової заміни традиційних колекторних двигунів постійного струму на безколекторні асинхронні двигуни трифазного струму, які отримують живлення від електронних перетворювачів з регульованою напругою і частотою. Оскільки більшість ділянок залізниць мають систему тягового електропостачання (СТЕ), що спроектована на організацію руху, яка відрізняється від наявної, то вже зараз окремі, найбільш навантажені ділянки Укрзалізниці, працюють без належних резервів, необхідних для запланованого об'єму перевезень. Відповідно система тягового електропостачання в нових умовах підвищення рівня споживаної потужності і швилкості руху не в змозі забезпечити необхілний рівень питомої потужності тягової мережі та відповідну якість напруги на струмоприймачах електрорухомого складу (ЕРС). Особливо це проявляється на ділянках, електрифікованих постійним струмом, які характеризуються великими значеннями струмових навантажень і, як наслідок, більш суттєвим падінням напруги в контактній мережі, що негативно відображається на організації швидкісного та важковагового руху.

Вирішення таких проблем шляхом встановлення пунктів паралельного з'єднання, збільшення сумарного перерізу контактної мережі, застосування пристроїв РПН навіть при встановлених 12-типульсових випрямлячах на тягових підстанціях не дає належних результатів. В свою чергу, збільшення напруги холостого ходу вентильних перетворювачів за допомогою перемикання числа витків силових і тягових трансформаторів обмежує можливість застосування електричного рекуперативного гальмування.

Постановка задачі. Застосування на тягових підстанціях пристроїв автоматичного регулювання та керованих перетворювальних агрегатів зі стабілізацією вихідної напруги дозволяє ліквідувати лише коливання напруги живлячої енергосистеми та її падіння на внутрішньому опорі тягових підстанцій. При цьому втрати напруги в опорі проводів контактної мережі міжпідстанційної зони від тягового навантаження зберігаються. Тому, при жорстких вимогах до якості напруги, впровадження стабілізації лише на шинах тягових підстанцій буде недостатнім. Для вирішення даної проблеми необхідно додатково зменшувати коливання напруги на струмоприймачах ЕРС.

Актуальність цієї теми підтверджується великою кількістю наукових праць видатних вчених таких як Аржанніков Б. О., Марикін О. М., Гончаров Ю. П.

Метою даної роботи є розробка структурної схеми підсилюючого пункту, розрахунку його основних масогабаритних параметрів та побудова алгоритму роботи системи керування, який би забезпечував зменшення коливань напруги на струмоприймачах ЕРС при русі міжпідстанційною зоною.

Розробка структури підсилюючого пункту. Сучасний етап розвитку технологій в галузі силової електроніки, електротехнічних матеріалів, систем автоматичного керування дозволяє будувати системи підсилення тягового електропостачання для забезпечення заданого рівня напруги та зменшення її коливань на струмоприймачах ЕРС, що дозволить досягти енергооптимальних режимів роботи СТЕ.

Авторами статті для підсилення СТЕ постійного струму пропонується використовувати керовані під-

силюючі пункти, розподілені вздовж міжпідстанційної зони. Джерелом живлення таких пунктів можуть слугувати сонячні елементи, розміщені в вздовж міжпідстанційної зони залізниці. Така система [1] складається з фотомодулів, що приєднані до поздовжньої лінії та підсилюючого пункту.

В залежності від ступеня нерівномірності розподілу споживання потужності вздовж міжпідстанційної зони та вимог по забезпеченню заданого рівня напруги на струмоприймачі ЕРС потужність ПП пропонується обирати в діапазоні 0,5...1,5 МВт [2]. Підсилюючий пункт розміщується на опорах контактної мережі та побудований за схемою підвищуючого повномостового імпульсного перетворювача (рис. 1).



Рис. 1. Схема мостового перетворювача

Обрана схема забезпечує високий рівень вихідної потужності та коефіцієнт корисної дії (ККД), здійснює гальванічну розв'язку первинних і вторинних кіл та, в порівнянні з іншими схемами, має менше навантаження на комутаційні елементи [3]. Зважаючи на те, що ПП буде розміщуватись на опорах контактної мережі, необхідно досягти якомога менших масогабаритних показників пристрою. В перетворювальних ланцюгах джерел живлення трансформатор є найбільш громіздким елементом, і тому доцільним є зменшення його об'єму. Існує три основні способи підвищення компактності трансформатора:

1. Застосування надпровідних обмоток;

2. Застосування для магнітопроводу нових матеріалів з більшою індукцією насичення;

3. Підвищення робочої частоти напруги.

На практиці найбільшого застосування отримав останній спосіб. Однак, збільшення робочої частоти призводить до збільшення динамічних втрат в ключах імпульсного перетворювача та може призвести до зростання сумарних втрат, що перевищують допустиме значення. Сумарна потужність втрат в IGBT обмежена максимально допустимим значенням температури напівпровідникової структури та значенням теплового опору потоку тепла в охолоджуюче середовище. наприклад, для силового IGBT Так модуля FZ3600R17HP4 фірми Infineon [4] допустима потужність розсіювання становить 21 кВт. Відповідно до методики, запропонованої в [5], максимально допустиме значення частоти комутації модуля IGBT, відповідаюче такій потужності розсіювання, при амплітуді струму на виході інвертора майже 800 А становить 8341 Гц. Робота силових модулів на такій частоті може призвести до недопустимого перевищення температури. Для запобігання перегріву розроблені і розробляються високоефективні системи охолодження повітряного, водяного і випарного типів. Використання сучасних високоефективних систем охолодження забезпечить номінальний температурний режим роботи модуля, але й значно підніме вартість всієї установки в цілому. Тому критична частота перемикання силових ключів не є оптимальною. Доцільніше обирати значення частоти комутації зі співвідношення «потужність теплових втрат/вартість системи охолодження».

Критична частота роботи імпульсного перетворювача також може бути обмежена властивостями матеріалу магнітопроводу трансформатора та вимогами з охолодження та ізоляції. Відповідно до критерія подібності оптимальних за масогабаритними показниками трансформаторів [6, 7], з підвищенням робочої частоти габарити і маса трансформатора можуть бути зменшені до певної межі, що відповідає значенню критичної частоти. Це викликане дією низки фізичних факторів, наприклад: зменшення коефіцієнта передачі трансформатора, падіння напруги на індуктивності розсіювання, обмеження можливості розміщення обмотки в вікні магнітопроводу і т. і. Допустима робоча частота трансформатора визначається, головним чином, магнітними та електричними властивостями матеріалу магнітопроводу. Підвищення частоти призводить до зростання нагріву сердечника, що зумовлено, з одного боку, дією вихрових струмів, а з іншого - зменшенням площі поверхні охолодження (внаслідок зменшення габаритів трансформатора). Тому для зменшення температури нагріву необхідно знижувати вихрові струми в сердечнику. Для цього потрібно застосовувати магнітом'які матеріали з питомим опором більшим, ніж у електротехнічних сталях. Останнім часом, в області силового трансформаторобудування широке розповсюдження отримали аморфні сплави, які мають випадкову (некристалічну) структуру [5].

Критична частота для обраного матеріалу магнітопроводу визначається за формулою:

$$f_{cr} = \frac{3.98 \cdot 10^7}{A} \cdot \sqrt{\frac{\Delta T}{P}} , \qquad (1)$$

де A – коефіцієнт питомих втрат магнітного матеріалу (коефіцієнт Штейнметца);  $\Delta T$  – температура перегріву магнітопроводу.

Об'єм магнітопроводу імпульсного трансформатора на якому може бути реалізована задана потужність при заданій частоті, можна розрахувати за виразом:

$$V_{magn} = 1,5 \cdot \sqrt{\frac{A \cdot k_{ad} \cdot k_{tr} \cdot \gamma_U \cdot \gamma_I}{k_c}} \cdot \frac{P_I}{f^{\frac{1}{4}} \cdot \Delta T}, \qquad (2)$$

де  $k_{add}$  – коефіцієнт додаткових втрат;  $k_{tr}$  – коефіцієнт нагріву трансформатора;  $\gamma_U$  – коефіцієнт збільшення втрат потужності в магнітопроводі при несинусоїдальній напрузі;  $\gamma_I$  – коефіцієнт оціночного значення збільшення потужності втрат в магнітопроводі при несинусоїдальному струмі;  $k_c$  – коефіцієнт заповнення вікна міддю;  $P_I$  – потужність першої гармоніки.

Для порівняння в табл. 1 показані розрахунки критичної частоти аморфного сплаву ММ11-Н товщиною стрічки 0,02 мм та сталі 3424 товщиною стрічки 0,08 мм при потужності трансформатора 500 кВА.

Таблиця 1

D					
Peav	ЛЕТАТИ	nosnavy	VHKV	критичног	частоти
1 0.0	yJIDIUIN	pospur	y IIIX y	Kpmm mor	lucioin

	За допустимою	Аморфний сплав	Сталь 3424
	потужністю	ММ11-Н тов-	товщиною
	розсіювання	щиною стрічки	стрічки
	IGBT	0,02 мм	0,08 мм
Критична частота, Гц	8341	7386	928

Для порівняння масогабаритних показників магнітопроводу трансформатора, подальший розрахунок параметрів проводився для аморфного сплаву ММ11-Н товщиною стрічки 0,02 мм на частоті 5000 Гц, сталі 3424 товщиною стрічки 0,08 мм на частоті 900 Гц та сталі 3424 товщиною стрічки 0,08 мм на частоті 50 Гц. Результати розрахунку зведені в табл. 2.

	2
аолиця	2

Параметри магнітопроводу з різних матеріалів

A	1 . 0		
	Аморфний	Сталь 3424	Сталь 3424
	сплав ММ11-Н	товщиною	товщиною
Матеріал	товщиною	стрічки	стрічки
	стрічки 0,02мм,	0,08 мм,	0,08 мм,
	<i>f</i> = 5000 Гц	<i>f</i> =900 Гц	<i>f</i> = 50 Гц
Питомі втрати в			
магнітопроводі,	0,572	13,381	0,417
$BT/\kappa\Gamma$			
Об'єм магніто-	0.028	0.172	0.257
проводу, м <sup>3</sup>	0,028	0,175	0,337
Маса магнітопро-	200	1200	2677
воду, кг	200	1300	2077
Втрати в магніто-	114	17205	1116
проводі, Вт	114	1/393	1110

З урахуванням результатів розрахунку масогабаритних показників та втрат в магнітопроводі очевидним є доцільність використання в якості матеріалу магнітопроводу аморфного сплаву ММ11-Н. Заміна кристалічних сплавів аморфними в серійних виробах дозволить досягти значного економічного ефекту за рахунок спрощення технологічного процесу виготовлення магнітопроводів, зниження трудоємності, матеріалоємності та енергоємності процесу [6].

Побудова алгоритму керування підсилюючим пунктом. За результатами попередніх розрахунків та за методикою, наведеною в [6, 7] отримано вихідну характеристику підсилюючого пункту рис. 2 при формі імпульсної напруги вказаної на рис. 3. Побудова вихідної характеристики виконувалась за формулою (3).







$$U_{d}(\tau) = 0.9 \cdot \frac{U_{in} \cdot \sqrt{\frac{\frac{T}{2} - \tau}{\frac{T}{2}}}}{n}, \qquad (3)$$

де  $U_d$  – напруга на виході підсилюючого пункту;  $U_{in}$  – амплітудне значення напруги на вході інвертора; T/2 – півперіод функції напруги на вході інвертора;  $\tau$  – тривалість паузи; n – коефіцієнт трансформації.

В формулі (3) підкореневий вираз визначає скважність імпульсів. Змінюючи скважність імпульсів можна отримати необхідне вихідне значення напруги на виході підсилюючого пункту. Згідно з нормативними документами [9], напруга на струмоприймачі повинна бути в діапазоні 2700...4000 В. Відповідно до цих вимог робочий діапазон напруги підсилюючого пункту обирається таким же. На цьому інтервалі напруги графік залежності  $U(\tau)$  (рис. 3) носить характер близький до прямої лінії, тому можна з достатньою точністю, для побудови системи керування записати вираз (4), який представляє собою пряму (рис. 4).

$$\tau(U) = \frac{0.01 \cdot T - 0.285 \cdot T}{1330} \cdot U + + 0.01 \cdot T - \frac{0.01 \cdot T - 0.285 \cdot T}{1330} \cdot 4000.$$
(4)



В подальшому, для забезпечення необхідного значення вихідної напруги підсилюючого пункту для зменшення коливань на струмоприймачі ЕРС використовується вираз (4). Система керування підсилюючого пункту базується на інформації про рівень напруги, отриманій від розподіленої системи вимірювань вздовж міжпідстанційної зони [8]. Далі, відповідно до [9] визначається струм підсилюючого пункту, необхідний для забезпечення заданого рівня напруги на струмоприймачі ЕРС:

$$I_{bp} = \frac{\Delta U_{set} - \Delta U_{cn}^{'}(I_{circ})}{f(x)}, \qquad (5)$$

де  $\Delta U_{cn}'(I_{circ})$  – падіння напруги в контактній мережі з урахуванням вирівнювального струму;  $\Delta U_{set}$  – втрата напруги до струмоприймача електровозу, при якій на останньому буде забезпечено заданий рівень напруги; f(x) – функція опору, яка визначається із співвідношення струму підсилюючого пункту та розподілу цього струму в контактній мережі.

Для забезпечення протікання струму підсилюючого пункту до навантаження, необхідно досягти такої різниці потенціалів між ПП і навантаженням, щоб при її відношенні до опору ділянки L (рис. 5) забезпечувався необхідний струм.



Рис. 5. Ділянка контактної мережі з підсилюючим пунктом

Таким чином напруга ПП розраховується за виразом:

$$U_{bp} = U_s + I_{bp} \cdot r_{0tn} \cdot L , \qquad (6)$$

де  $U_s$  – напруга на датчику;  $I_{bp}$  – струм пункту підсилення;  $r_{0tn}$  – питомий опір тягової мережі; L – відстань від пункту підсилення до точки мінімуму напруги.

Після розрахунку необхідного рівня напруги, за формулою (4) визначається керуючий вплив  $\tau$ . На основі вищенаведених розрахунків побудований алгоритм роботи системи керування підсилюючим пунктом (рис. 6) та імітаційна модель ділянки контактної мережі з підсилюючим пунктом (рис. 7).







Рис. 7. Імітаційна модель системи керування

За результатами моделювання отримані графіки напруги на струмоприймачі ЕРС до включення ПП в роботу та після його включення при заданій напрузі 3100 В (рис. 8).



Як видно з результатів моделювання, при роботі підсилюючого пункту значно зменшуються коливання напруги на струмоприймачі ЕРС та досягається заданий рівень напруги.

# Висновки.

1. Запропонована структура схеми підсилюючого пункту дозволяє при односторонньому напрямі потоку енергії, реалізовувати встановлені потужності, забезпечувати гальванічну розв'язку первинних і вторинних кіл та регулювати вихідну потужність у досить широкому діапазоні. При необхідності забезпечення двостороннього напрямку передачі енергії, діоди в випрямлячі на виході схеми (рис. 1) можна замінити керованими силовими напівпровідниковими ключами.

2. В якості матеріалу магнітопроводу трансформатора обраний аморфний сплав ММ11-Н, властивості якого дозволяють значно підвищити робочу частоту, зменшити масогабаритні показники та втрати неробочого ходу трансформатора в порівнянні з електротехнічними сталями.

3. Приведений алгоритм роботи системи керування підсилюючим пунктом та імітаційна модель, побудована на його основі. За результатами моделювання встановлено, що при роботі керованого підсилюючого пункту розмах зміни коливань напруги на струмоприймачі ЕРС знаходиться в межах 1 В. При моделюванні також досліджувався вплив відстані між ЕРС та датчиком напруги на точність регулювання. Результати показали, що при рівних умовах, збільшення відстані від 0 до 1000 м призводить до зростання похибки регулювання від 0,0038 до 2,65 %. Таким чином, задану точність регулювання можна забезпечити за рахунок зміни кількості та відстані між датчиками напруги, що розподілені вздовж міжпідстанційної зони.

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Гончаров Ю.П., Сокол Е. И., Замаруев В. В., Ивахно В. В., Кривошеев С. Ю., Ересько А. В., Маляренко Е. А., Стысло Б. А., Панасенко Н. В., Сыченко В. Г., Косарев Е. Н. Система преобразования энергии, генерируемой в полосе отчуждения железной дороги с помощью солнечных панелей // Вісник Приазовського Державного Технічного Університету. Серія: Технічні науки. – 2015. – Вип. 30. – Т. 2. – С. 98-108.

**2.** Sychenko V.G., Bosiy D.O., Kosarev E.M. Improving the quality of voltage in the system of traction power supply of direct current // The archives of transport. -2015. - Vol. 35, Iss. 3. - pp. 63-70.

**3.** Бурков А.Т. Электронная техника и преобразователи. – Москва: Транспорт, 1999. – 464 с.

**4.** IGBT модуль FZ3600R17HP4 – Режим доступу: www.infineon.com. – Перевірено: 03.07.16

5. Забарило Д.О. Визначення частоти високочастотної ланки для перспективної схеми електрорухомого складу // Наука та прогрес транспорту. – 2014. – № 5 (53). – С. 65–73

**6.** Горский А.Н., Русин Ю.С., Иванов Н.Р., Сергеева Л.А. Расчет электромагнитных элементов источников вторичного электропитания. – Москва: Радио и связь, 1988. – 176 с.

7. Русин Ю.С., Гликман И.Я., Горский А.Н. Электромагнитные элементы радиоэлектронной аппаратуры: Справочник. – Москва: Радио и связь, 1991. – 224 с.

8. Босий Д. О., Сиченко В. Г., Косарєв Є. М. Спосіб стабілізації напруги в контактній мережі електрифікованої ділянки постійного струму (патент на корисну модель №98483). – Деравний реєстр патентів України, 27.04.15.

9. Косарєв Є. М. Регулювання напруги в контактній мережі електрифікованих залізниць постійного струму // Електрифікація транспорту. – 2015. – №9. – С. 37-43

#### REFERENCES

*I.* Goncharov Iu.P., Sokol E. I., Zamaruev V. V., Ivakhno V. V., Krivosheev S. Iu., Eres'ko A. V., Maliarenko E. A., Styslo B. A., Panasenko N. V., Sychenko V. G., Kosarev E. N. Transformation of power generated in railways dispossession belt by solar energy. – Bulletin of Pryazovskyi State Technical University, 2015. – no. 30. – Vol. 2. – pp 98-108.

2. Sychenko, V. G., Bosiy D. O., Kosarev E. M. Improving the quality of voltage in the system of traction power supply of direct current // The archives of transport. -2015. - Vol. 35, Iss. 3. - pp. 63-70.

**3.** Burkov A. T. Elektronnaia tekhnika i preobrazovateli. [Electronic equipment and converters]. Moscow, Transport Publ, 1999. 464 p.

4. IGBT module FZ3600R17HP4 Available at: www.infineon.com. (accessed 3 July 2016).

**5.** Zabarylo, D. O. Frequency Determination of High-Frequency Link for Perspective Electric Rolling Stock // Science and Transport Progress, 2014. – no 5 (53). – pp. 65-73.

**6.** Gorskii A. N., Rusin Iu. S., Ivanov N. R., Sergeeva L. A. Raschet elektromagnitnykh elementov istochnikov vtorichnogo elektropitaniia [Calculation of the electromagnetic components of the secondary power source]. Moscow, Radio i sviaz' Publ, 1988. 176 p.

7. Rusin Iu. S., Glikman I. Ia., Gorskii A. N. Elektromagnitnye elementy radioelektronnoi apparatury: Spravochnik [Electromagnetic elements of electronic equipment: Handbook], Moscow, Radio i sviaz' Publ, 1991. 224 p.

**8.** Bosyj D. O., Sychenko V. G., Kosarjev Je. M. Sposib stabilizacii' naprugy v kontaktnij merezhi elektryfikovanoi' diljanky postijnogo strumu [Method of stabilization voltage in the contact network of electrified DC area]. Patent UA, no. 98483.

**9.** Kosarjev Je. M. Voltage Control in a Contact Network of DC Electrified Railways // Electrification of transport, 2015. – no. 9. – pp. 37-43.

Надійшла (received) 25.05.2016

Косарєв Євген Миколайович<sup>1</sup>, аспірант,

Сиченко Віктор Григорович<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,

Муха Андрій Миколайович<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,

Хань Костянтин Олександрович<sup>1</sup>, студент,

<sup>1</sup> Дніпропетровський національний університет залізничного транспорту імені акад. В. Лазаряна,

49010, Дніпро, вул. Лазаряна, 2,

тел/phone +38 056 3731525, e-mail: kosarev@e.diit.edu.ua

*Ye.M. Kosariev*<sup>1</sup>, *V.G. Sychenko*<sup>1</sup>, *A.M. Mukha*<sup>1</sup>, *K.O. Khan*<sup>1</sup> Dnipropetrovsk National University of Railway Transport named after Academician V. Lazaryan,

2, Lazaryan st., Dnipro, 49010, Ukraine.

# Development of controlled boost point for distributed traction power supply system.

The article is devoted to the development of the DC power supply system. The main purpose of the article is schematic structure development of the boost point and calculation of its main weight-size parameters. It also needs to elaborate a work algorithm of the control system for decreasing the voltage ripples on the pantograph of the electric locomotives. Methodology. To minimize expenses on modernization of existing electrified lines, authors proposed the methodology of modernization the electric traction system, which provides the transition to the new schematic decisions. This methodology based on using the boost points distributed along the traction network, which powered by alternative electric energy sources. The boost point work based on the methodology of forced – feed current distribution, and its current calculation conducted applying the method using the resistance function. The switching converter critical frequency value is the basis of the definition the main weight-size parameters of the boost point. Results. The control system testing on the simulation model demonstrated that the distributed power supply system with the use of points allows to optimize the amplification mode of the voltage in the traction network and realize the high-speed traffic modes while reducing energy losses. Originality. We have developed the system structure for decreasing the voltage ripples on the pantograph of the electric locomotives powered by alternative electric sources. Practical value. Traction power supply system with distributed PV generation, discussed in this article, will make it possible to put into practice the concept of intelligence traction power supply system and optimize the process of electric energy consumption in the traction network. This system allows supporting the established voltage quality. As a result, it decreases the power dissipation in traction network. In case of using the alternative energy sources the fuel and energy consumption decreases. References 9, tables 2, figures 8.

*Key words:* DC current, voltage deviation, boost point, switching converter, control system.

В.М. Михальський, В.М. Соболєв, В.В. Чопик, С.Й. Поліщук, І.А. Шаповал

# МОДИФІКАЦІЯ АЛГОРИТМІВ КЕРУВАННЯ МАТРИЧНИМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ ДЛЯ МІНІМІЗАЦІЇ КІЛЬКОСТІ КОМУТАЦІЙ КЛЮЧІВ

Розроблено і досліджено алгоритми керування матричним перетворювачем (МП) на основі способу регулювання вхідної реактивної потужності, які пов'язані з мінімізацією середньої кількості комутацій силових ключів. З цією метою розглянуто деякі варіанти завдання нульової симетричної складової просторового вектора керуючих функцій як доповнення до функціонально обов'язкової частини елементів матриці керуючих функцій, що призводить до розподілу значень цих елементів з обнуленням деяких з них. Моделювання показало дієвість запропонованого підходу для мінімізації кількості комутацій силових ключів МП. Бібл. 8, рис. 2.

Ключові слова: матричний перетворювач, вхідна реактивна потужність, кількість комутацій.

Разработаны и исследованы алгоритмы управления матричным преобразователем (МП) на основе способа регулирования входной реактивной мощности, связанные с минимизацией количества коммутаций силовых ключей. С этой целью рассмотрены некоторые варианты задания нулевой симметричной составляющей пространственного вектора управляющих функций как дополнения к функционально обязательной части элементов матрицы управляющих функций, что приводит к перераспределению значений этих элементов с обнулением некоторых из них. Моделирование показало действенность предложенного подхода для минимизации количества коммутаций силовых ключей МП. Библ. 8, рис. 2.

Ключевые слова: матричный преобразователь, входная реактивная мощность, количество коммутаций.

Вступ. Матричні перетворювачі (МП) через відсутність в них проміжних накопичувачів електроенергії мають ряд відомих позитивних якостей, таких як вільний енергообмін між мережею живлення та навантаженням і в зв'язку з цим можливість регулювання вхідного коефіцієнта потужності, високі динамічні характеристики, покращені масо-габаритні показники тощо. Регулювання реактивної потужності може бути необхідним в локальних системах електропостачання обмеженої потужності, а також в умовах несиметрії мережі живлення або навантаження і спотворень форми кривих напруг мережі з метою кондиціонування споживаних потужності і струму. Запропоновано різні підходи і алгоритми для максимізації діапазону регулювання параметрів МП [1-5]. Всі вони призводять до ускладнення і без того більш складної у порівнянні, наприклад, з автономними інверторами напруги, системи керування силовими ключами двосторонньої провідності. Це пов'язано з вимірюванням миттєвих значень струмів і напруг і обчисленням за громіздкими правилами тривалостей відкритих станів дев'яти силових ключів двосторонньої провідності в реальному масштабі часу для кожного такту ШІМ, а також дотриманням вибраного алгоритму покрокової безпечної комутації. Тому однією з важливих проблем є спрощення алгоритмів керування, аналітичних виразів та скорочення часу для розрахунку тривалостей станів МП, зменшення кількості комутацій, яке не пов'язане з цілком зрозумілою оптимальною розбивкою і розстановкою станів в порядку їх чергування. Деякі способи зменшення кількості станів МП протягом такту ШІМ, як супроводжуючий ефект алгоритму керування, розглянуто, наприклад, в роботах [2, 6]. Одним з визнаних підходів до опису процесів керування МП є векторне представлення не тільки електричних величин, але і часових функцій керування, що дозволяє в кінцевому підсумку сформулювати умови розширення діапазону регулювання за рахунок отриманих ступенів свободи [1, 2, 5, 7, 8].

Метою статті є розробка простого для практичної реалізації та мінімізованого за кількістю комутацій алгоритму керування МП при забезпеченні максимального діапазону регулювання, тобто максимально досяжних коефіцієнта передачі за напругою та вхідної реактивної потужності.

Змінні стану матричного перетворювача, якими є вихідні напруги та вхідні струми, описуються виразами:

$$u_{oh} = \sum_{k=1}^{3} m_{hk} u_{ik} , \ i_{ik} = \sum_{h=1}^{3} m_{hk} i_{oh} , \qquad (1)$$

де *m<sub>hk</sub>* – елементи матриці 3х3 керуючих функцій, *h* – номер рядка матриці (номер вихідної фази), *k* – номер стовпця (номер вхідної фази).

Елементи матриці задовольняють умовам:

$$0 \le m_{hk} \le 1, \ m_{h1} + m_{h2} + m_{h3} = 1.$$
 (2)

Матриця керуючих функцій перетворюється в систему просторових векторів:

$$\overline{m}_{h} = \frac{2}{3} \sum_{k=1}^{3} m_{hk} e^{j(k-1)\frac{2\pi}{3}} .$$
 (3)

Зворотна трансформація виглядає наступним чином:

$$m_{hk} = \frac{1}{3} + \operatorname{Re}\left\{\overline{m}_{h}e^{j(1-k)\frac{2\pi}{3}}\right\} = \frac{1}{3} + \frac{\overline{m}_{h}e^{j(1-k)\frac{2\pi}{3}} + \overline{m}_{h}^{*}\overline{a}^{k-1}}{2}.(4)$$

Три просторові вектори  $\overline{m}_h$  розташовуються на комплексній площині всередині обмежуючого трикутника [7]. Керуючі функції  $m_{h1}$ ,  $m_{h2}$ ,  $m_{h3}$  в геометричній інтерпретації відповідають перпендикулярам вектора  $\overline{m}_h$ , проведеним на відповідні сторони обмежуючого трикутника.

Надалі просторові вектори  $\overline{m}_h$  розкладаються на симетричні складові прямої  $\overline{m}_d$ , зворотної  $\overline{m}_i$  та нульової  $\overline{m}_o$  послідовностей:

© В.М. Михальський, В.М. Соболєв, В.В. Чопик, С.Й. Поліщук, І.А. Шаповал

$$\overline{m}_{d} = \frac{1}{3} \sum_{h=1}^{3} \overline{m}_{h} e^{j(h-1)\frac{2\pi}{3}} , \quad \overline{m}_{i} = \frac{1}{3} \sum_{h=1}^{3} \overline{m}_{h} e^{j(1-h)\frac{2\pi}{3}} ,$$
$$\overline{m}_{0} = \frac{1}{3} \sum_{h=1}^{3} \overline{m}_{h} . \tag{5}$$

Зворотна трансформація має вигляд:

$$\overline{m}_h = \overline{m}_d e^{j(1-h)\frac{2\pi}{3}} + \overline{m}_i e^{jh-1\frac{2\pi}{3}} + \overline{m}_0.$$
 (6)

За допомогою симетричних складових отримано передатні рівняння [7], які в компактній формі описують зв'язок вхід –вихід МП виключно за допомогою просторових векторів:

$$\overline{u}_o = \frac{3}{2} \left( \overline{u}_i \overline{m}_i^* + \overline{u}_i^* \overline{m}_d \right), \ \overline{i}_i = \frac{3}{2} \left( \overline{i}_o \overline{m}_i + \overline{i}_o^* \overline{m}_d \right),$$
(7)

де  $\overline{u}_i, i_i, \overline{u}_o, i_o$  – просторові вектори напруг і струмів на вході та виході відповідно.

В цій системі рівнянь відсутня складова нульової послідовності  $\overline{m}_0$ , яка відтворюється в нульовій складовій системи вихідних напруг:

$$u_0 = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 u_k = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ \overline{u}_i \left( \overline{m}_1 + \overline{m}_2 + \overline{m}_3 \right)^* \right\} = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left\{ \overline{u}_i \overline{m}_0^* \right\}.$$
(8)

Запропонований в [7] розв'язок передатних рівнянь (7) включає в себе деякий невизначний параметр, який трактується як ступінь свободи. Цей параметр можна прирівнювати до нуля, а можна його визначити за умови використання відомого вихідного зсуву фаз. З урахуванням останнього викладений в [1] загальний розв'язок рівнянь (7) виглядає таким чином:

$$\overline{m}_{d} = \frac{q}{3} \Big[ 1 - (\gamma + jr) e^{-j\varphi_{o}} \Big] e^{j(\theta_{i} + \theta_{o})},$$

$$\overline{m}_{i} = \frac{q}{3} \Big[ 1 + (\gamma - jr) e^{j\varphi_{o}} \Big] e^{j(\theta_{i} - \theta_{o})},$$
(9)

де  $\theta_i$  та  $\theta_o$  – поточні кутові положення просторових векторів вхідної і вихідної напруг відповідно, q – коефіцієнт передачі напруги, параметр  $\gamma$  – вільний член (ступінь свободи), а параметр r залежить від вхідного  $\varphi_i$  та вихідного  $\varphi_o$  зсувів фаз:  $r = \tan \varphi_i \cos \varphi_o$ ; при цьому він задає коефіцієнт передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму: b=qr.

Параметр  $\gamma$  не впливає на величину вихідної напруги МП. Його дія полягає лише в зсуві координат векторів  $\overline{m}_h$  в напрямку, який перпендикулярний до напрямку просторового вектора вхідної напруги і може таким чином впливати на їх розташування всередині обмежуючого трикутника, тобто на діапазон регулювання.

3 (6) з урахуванням (9) випливає:

$$\overline{m}_{h} = \frac{2}{3} q e^{j\theta_{i}} \left\{ \cos \left[ \theta_{o} - (h-1)\frac{2\pi}{3} \right] - \frac{1}{2} \sin \left[ \theta_{o} - \varphi_{o} - (h-1)\frac{2\pi}{3} \right] - \frac{1}{2} \sin \left[ \theta_{o} - \varphi_{o} - (h-1)\frac{2\pi}{3} \right] \right\} + \overline{m}_{0}$$

$$(10)$$

Вектор складової нульової послідовності  $\overline{m}_0$  також може розглядатися як ступінь свободи, оскільки за його допомогою довільно зміщуються вектори  $\overline{m}_h$ на комплексній площині.

Для максимального розширення діапазону регулювання МП в усіх аспектах, тобто коефіцієнта передачі напруги, що є пріоритетним з точки зору забезпечення потрібної потужності навантаження, а також одночасно бажаної і досяжної вхідної реактивної потужності, потрібно використовувати всю допустиму область існування матриці керуючих функцій, тобто всю площину обмежуючого трикутника для розташування всередині векторів  $\overline{m}_h$ .

У деяких роботах, наприклад [2, 5] розглядається можливість застосування з цією метою всіх ступенів свободи, у тому числі вільного члена  $\gamma$ . Навпаки в [8] було показано, що лише за допомогою вектора складової нульової послідовності  $\overline{m}_0$  можливо розташовувати вектори  $\overline{m}_h$  на межах згаданого трикутника, що забезпечує досягнення максимального діапазону керування. При відкиданні складової в (10), що містить параметр  $\gamma$ , залишається

$$\overline{m}_{h} = \frac{2}{3} e^{j\theta_{i}} \left\{ q \cos\left[\theta_{o} - (h-1)\frac{2\pi}{3}\right] - \dots \right.$$

$$\left. - jb \cos\left[\theta_{o} - \varphi_{o} - (h-1)\frac{2\pi}{3}\right] \right\} + \overline{m}_{0}$$

$$(11)$$

Загальний вираз для коефіцієнтів матриці керуючих функцій отримаємо з урахуванням (4) та (11):

$$m_{hk} = A_{hk} + m_{0k} , \qquad (12)$$

де

$$A_{hk} = \frac{1}{3} + \frac{2}{3} \left\{ q \cos \left[ \theta_i - (k-1) \frac{2\pi}{3} \right] \cos \left[ \theta_o - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] - (13) - b \sin \left[ \theta_i - (k-1) \frac{2\pi}{3} \right] \cos \left[ \theta_o - \varphi_o - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] \right\},$$

$$m_{0k} = \operatorname{Re} \left\{ \overline{m_0} e^{j(1-k)2\pi/3} \right\}.$$
(14)

Це означає, що

$$\sum_{k=1}^{3} A_{hk} = 1, \ \sum_{k=1}^{3} m_{0k} = 0.$$
 (15)

В роботі [8] було запропоновано визначати компоненти (14) на основі мінімальних значень складових (13) для трьох пар секторів розташування поточного просторового вектора вхідної напруги на комплексній площині. Однак, виявилося, що врешті решт прив'язка до секторів розташування поточного просторового вектора вхідної напруги не є обов'язковою.

Алгоритм знаходження елементів матриці керуючих функцій  $m_{hk}$  може бути заснований на тому, що спочатку обраховуються складові  $A_{hk}$ , потім з кожного стовпця обираються мінімальні значення і до двох з них, які знаходяться лівіше на числової осі, тобто найменших в алгебраїчному сенсі, прирівнюються з протилежним знаком два з трьох елементів  $m_{0k}$  у відповідних стовпцях, а третій автоматично прирівнювався до їхньої суми з протилежним знаком відповідно до (15).

Цей алгоритм можна представити по іншому, якщо вирази (13) та (14) переформулювати таким чином:

$$A'_{hk} = \frac{2}{3} \left\{ q \cos \left[ \theta_i - (k-1) \frac{2\pi}{3} \right] \cos \left[ \theta_o - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] - \frac{2\pi}{3} \right] - \frac{2\pi}{3} \cos \left[ \theta_i - (k-1) \frac{2\pi}{3} \right] \cos \left[ \theta_o - \varphi_o - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] \right\},$$
(16)  
$$m'_{0k} = \frac{1}{3} + \operatorname{Re} \left\{ \overline{m}_0 e^{j(1-k)2\pi/3} \right\}.$$
(17)

Це означає, що

$$\sum_{k=1}^{3} A'_{hk} = 0, \ \sum_{k=1}^{3} m'_{0k} = 1.$$
 (18)

Тоді повторюємо описаний алгоритм відносно визначення мінімальних значень  $A'_{hk}$  і двох елементів  $m'_{0k}$ , а третій автоматично знаходиться шляхом віднімання цих двох від одиниці згідно з (18).

Принцип описаного підходу полягає в тому, що в загальному випадку кінці двох з трьох просторових векторів керуючих функцій т<sub>h</sub> примусово розташовуються на сторонах обмежуючого трикутника [8] за рахунок належного вибору вектора нульової складової  $\overline{m}_0$ . При цьому проекції даних векторів  $\overline{m}_h$  на зазначені сторони обмежуючого трикутника дорівнюють нулю, тобто прирівнюються до нуля два елемента *m<sub>hk</sub>* матриці керуючих функцій, що відповідає вимкненому стану двох з дев'яти силових ключів МП протягом розглянутого циклу ШІМ. Моделювання цього алгоритму також показало, що при певних поєднаннях коефіцієнтів передачі напруги і струму, вихідного зсуву фаз, поточних кутових положень просторових векторів вхідної і вихідної напруг якийнебудь з векторів  $\overline{m}_h$  впирається у вершину обмежуючого трикутника. Це вже означає, що у відповідній вихідний фазі МП пасивними (тобто такими, що не перемикаються) є всі три ключі: два з них постійно вимкнені, а один постійно включений на даному циклі ШІМ. Далі, аналіз виразів (12) – (18) показує, що при одиничному вхідному зсуві фаз і, відповідно, нульовому значенні коефіцієнта передачі струму в обов'язково настає вищезгаданий випадок, коли всі три ключа в якій-небудь з вихідних фаз МП є пасивними на кожному циклі ШІМ. До такого ж результату прийшли автори роботи [6], що аналізували математичну конструкцію МП як поєднання самостійних послідовно включених випрямляча та інвертора. Даний висновок випливає як окремий випадок універсальної передатної функції (12) з урахуванням порядку знаходження складових цієї формули.

Вищевикладене ілюструється результатами моделювання і порівняння з іншими відомими підходами. Слід звернути увагу на те, що в якості протестованого алгоритму поряд із запропонованим в даній статті повинен бути такий, який також забезпечує максимальний діапазон регулювання вхідної реактивної потужності МП. В даному випадку обрано так званий алгоритм SVD (singular value decomposition – сингулярне розкладання) [3], який характеризується тим, що при векторному представлені матриці керуючих функцій вектори  $\overline{m}_h$  довільно розташовуються в межах обмежуючого трикутника. Для однієї з вихідних фаз МП побудовано криві усереднених відносних тривалостей використання ключів МП на періоді вихідної частоти (рис. 1). Жирною лінією виділено криву миттєвих значень елемента матриці  $m_{13}$ , який для даних умов на деяких інтервалах набуває нульового значення, що в цілому дозволяє значно зменшити число комутацій ключів на циклі ШІМ.



Рис. 1. Криві усереднених відносних тривалостей використання ключів МП на періоді вихідної частоти: *а* – алгоритм SVD; *b* – запропонований спосіб

На рис. 2 показано один цикл комутації ключів матричного перетворювача для часового інтервалу, позначеного на рис. 1,a і b відповідно для алгоритму SVD та запропонованого способу. Запропонований спосіб отримання матриці керуючих функцій МП дозволяє значно зменшити кількість комутацій за рахунок вилучення елементів матриці з найменшими значеннями та їх перерозподілу між іншими. Конкретно з рис. 2 випливає, що кількість комутацій на половині циклу ШІМ зменшена з шести до чотирьох, тобто на одну третину. Цей показник не відрізняється від поширеного на практиці алгоритму векторної ШИМ, який не забезпечує максимізацію діапазону регулювання вхідної реактивної потужності МП.



Рис. 2. Один цикл комутації ключів матричного перетворювача для часового інтервалу:

## Висновки.

1. Показано, що запропоновані варіанти алгоритму керування МП з розширеним діапазоном регулювання вхідної реактивної потужності спрямовані не тільки на спрощення аналітичного представлення елементів матриці керуючих функцій та зменшення обсягу поточних розрахунків для їхнього визначення, але і на оптимізацію середньої кількості комутацій на циклах ШІМ.

2. Моделювання і порівняння з іншими алгоритмами керування МП, які використовуються для максимізації діапазону регулювання вхідної реактивної потужності (на прикладі відомого алгоритму SVD) підтверджує ефективність описаного підходу також у аспекті зменшення кількості комутацій силових ключів.

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Igney J., Braun M. A new matrix converter modulation strategy maximizing the control range // Proceedings of the IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany. - 2004. - Vol. 4. - pp. 2875-2880. doi: 10.1109/PESC.2004.1355290.

2. Igney J. Steuerverfahren fur Matrixumrichter unter der besonderen Betrachtung der Eingangsblindleistung: Ph.D. thesis / J. Igney - Universitat Fridericiana Karlsruhe, Karlsruhe (Germany), 2006. – 171 p.

3. Hojabri H., Mokhtari H., Chang L. A generalized technique of modelling, analysis and control of a matrix converter using SVD // IEEE Transactions on Industrial Electronics. - 2011. pp. 949-959. vol. 58. no. 3. doi: 10.1109/TIE.2010.2048836.

4. Xing Li, Mei Su, Yao Sun, Handbing Dan, Wenjing Xiong Modulation strategies based on mathematical construction method for matrix converter extending the input reactive power range // IEEE Transactions on Power Electronics. - 2014. - vol. 29. - no. 2. - pp. 654-664. doi: 10.1109/TPEL.2013.2256929.

5. Zarri L., Mengoni M., Toni A., Ojo J.O. Range of the linear modulation in matrix converters // IEEE Trans. on Power Electronics. - 2014. - vol. 29. - no. 6. - pp. 3166-3178. doi: 10.1109/TPEL.2013.2274285.

6. Xing Li, Mei Su, Yao Sun, Handbing Dan, Wenjing Xiong Modulation strategies based on mathematical construction method for matrix converter under unbalanced input voltages // IET Power Electronics. - 2013. - vol. 6. - no. 3. - pp. 434-445. doi: 10.1049/iet-pel.2012.0361.

7. Casadei D., Serra G., Tani A. Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space-vector representation of the switch state // IEEE Trans. on Industrial Electronics. - 2002. - vol. 49. - no.2. - pp. 370-381. doi: 10.1109/41.993270.

8. Михальський В.М., Соболєв В.М., Шаповал І.А., Чопик В.В. Розширення діапазону регулювання вхідної реактивної потужності матричних перетворювачів засобами керування // Технічна електродинаміка. - 2012. - №. 2. - С. 51-53.

#### REFERENCES

1. Igney J., Braun M. A new matrix converter modulation strategy maximizing the control range. Proc. 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551), 2004, vol. 4, pp. 2875–2880. doi: vol. 4, pp. 2875–2880. 10.1109/PESC.2004.1355290.

2. Igney J. Steuerverfahren fur Matrixumrichter unter der besonderen Betrachtung der Eingangsblindleistung: Ph.D. thesis, Universitat Fridericiana Karlsruhe, Karlsruhe (Germany), 2006, 171 p.

3. Hojabri H., Mokhtari H., Chang L. A generalized technique of modelling, analysis and control of a matrix converter using SVD IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 3, pp. 949-959, Mar. 2011. doi: 10.1109/TIE.2010.2048836.

4. Xing Li, Mei Su, Yao Sun, Handbing Dan, Wenjing Xiong Modulation strategies based on mathematical construction method for matrix converter extending the input reactive power range. IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 2, pp. 654-664, Feb. 2014. doi: 10.1109/TPEL.2013.2256929.

5. Zarri L., Mengoni M., Toni A., Ojo J.O. Range of the linear modulation in matrix converters. IEEE Trans. Power Electron., 29, no. 6, pp. 3166-3178, Jun. 2014. vol. doi: 10.1109/TPEL.2013.2274285.

6. Xing Li, Mei Su, Yao Sun, Handbing Dan, Wenjing Xiong Modulation strategies based on mathematical construction method for matrix converter under unbalanced input voltages. IET Power Electron., vol. 6, no. 3, pp. 434–445, Mar. 2013. doi: 10.1049/iet-pel.2012.0361.

7. Casadei D., Serra G., Tani A. Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space-vector representation of the switch state. IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, no. 2, pp. 370-381, 2002. doi: 10.1109/41.993270.

8. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Shapoval I.A., Chopyk V.V. Extension of the input reactive power regulation range of a matrix converter by control means. Tekhnichna elektrodynamika. - Technical electrodynamics, 2012, no.2, pp. 51-53. (Ukr).

Надійшла (received) 29.06.2016

Михальський Валерій Михайлович<sup>1</sup>, д.т.н., проф., Соболєв Володимир Миколайович<sup>1</sup>, к.т.н., с.н.с., Чопик Василь Васильович<sup>1</sup>, к.т.н., Поліщук Сергій Йосипович<sup>1</sup>, к.т.н.,

Шаповал Іван Андрійович<sup>1</sup>, к.т.н., с.н.с.,

<sup>1</sup> Інститут електродинаміки

Національної академії наук України,

03680, Київ-57, пр. Перемоги, 56,

тел/phone +38 044 3662466, +38 044 3662647

e-mail: mikhalsky@ied.org.ua, vl sobolev@ukr.net, diacid@ua.fm, polischuk sergey@ukr.net, shapoval@ied.org.ua

*V.M. Mykhalskyi*<sup>1</sup>, *V.M. Sobolev*<sup>1</sup>, *V.V. Chopyk*<sup>1</sup>, *S.Y. Polishchuk*<sup>1</sup>, *I.A. Shapoval*<sup>1</sup>

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

56, Peremohy Avenue, Kyiv, 03680, Ukraine.

Modification of matrix converter control algorithms to minimize the number of commutations.

The purpose of the paper is to develop a matrix converter control algorithm simple for the practical implementation and minimized by the number of switching while providing maximum control range, i.e. the maximum achievable voltage transfer ratio and input reactive power. Methodology. The theoretical basis for the description of the matrix converter control processes is a vector representation of not only electrical quantities but also duty-cycle functions, allowing to formulate the conditions for expanding the control range due to the obtained degrees of freedom. The solution of this task is reduced to the extreme location of the space vectors of the duty-cycle functions on the boundaries of the acceptable region of their existence. This approach allows simultaneously reset to zero some of the elements of the duty cycle matrix and, thereby, exclude the relevant power switches of matrix converter from the switching processes in the current PWM cycle. Results. The simulation and the comparison with other approaches to expand the matrix converter control range on the example of algorithm that is based on the SVD method, showed the effectiveness of the proposed approach in terms of a reduction of the average number of switching operations and equalized it on this indicator with vector PWM algorithm. Originality. The described algorithms calculating the elements of duty-cycle matrix are different from other methods by clarity, simplicity and ability to directly set the transfer ratio of output current to reactive component of the input current and minimizing the average number of switching on PWM cycles. Practical value. Essential to the practical implementation of any matrix converter control algorithm including the proposed one is reduction the time of calculations, the possibility of increasing the PWM frequency as well as reducing the number of switching of power switches, resulting in lower dynamic losses and simplify measures in order to ensure safe switching. References 8, figures 2.

Key words: matrix converter, input reactive power, number of switching.

О.О. Панкова

# АЛГОРИТМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМОЙ ВЭУ С ПЕРЕМЕННОЙ СКОРОСТЬЮ ВРАЩЕНИЯ

У статті було розглянуто проблему застосування алгоритму моментного управління електромеханічною системою вітроенергетичної установки зі змінною швидкістю обертання валу вітротурбіни за умови невизначеності механічної характеристики вітротурбіни. Пропонується альтернативний алгоритм управління, в якому використовується непряме визначення моменту на валу вітротурбіни. Метою даної роботи є підтвердження працездатності запропонованого алгоритму моментного управління електромеханічною системою BEV зі змінною швидкістю обертання при неточній моделі вітротурбіни. Вирішення поставленого завдання проводилося з використанням математичного моделювання. У роботі були отримані результати моделювання у вигляді часових залежностей, які ілюструють характер перехідного процесу в електромеханічній системі вітроенергетичної установки при застосуванні даного алгоритму. Даний алгоритм може бути використаний при проектуванні систем управління вітроенергетичних установок як горизонтально-осьового, так і для вертикально-осьового типу, при ускладненому визначенні аеродинамічних характеристик вітротурбіни. Бібл. 11, рис. 3.

Ключові слова: вітроенергетична установка, вітротурбіна, математична модель, моментне управління ВЕУ.

В статье рассматривается проблема применения алгоритма моментного управления электромеханической системой ветроэнергетической установки с переменной скоростью вращения вала ветротурбины при условии неопределенности механической характеристики ветротурбины. Предлагается альтернативный алгоритм управления, в котором используется косвенное определение момента на валу ветротурбины. Целью данной работы является подтверждение работоспособности предложенного алгоритма моментного управления электромеханической системой ВЭУ с переменной скоростью вращения при неточной модели ветротурбины. Решение поставленной задачи проводилось с использованием математического моделирования. В работе были получены результаты моделирования в виде временных зависимостей, которые иллюстрируют характер переходного процесса в электромеханической системе ветроэнергетической установки при применении данного алгоритма. Данный алгоритм может быть использован при проектировании систем управления ветроэнергетических установок как горизонтально-осевого, так и для вертикально-осевого типа, при затруднительном определении аэродинамических характеристик ветротурбины. Библ. 11, рис. 3.

Ключевые слова: ветроэнергетическая установка, ветротурбина, математическая модель, моментное управление ВЭУ.

Введение. Моментное управление электромеханической системой ветроэнергетической установки получило свое распространение относительно недавно. Толчком для развития этого направления ветроэнергетики послужили последние достижения в области преобразовательной техники и в области создания систем управления ВЭУ. Моментное управление является одним из двух основных направлений построения электромеханической системы ВЭУ горизонтально-осевого типа, вместе с аэродинамическим управлением. Нужно отметить, что используется также комбинация этих способов. Аэродинамическое регулирование предполагает наличие механизмов поворота лопастей ветротурбины вокруг их продольной оси. При этом регулирование мощности на валу ветротурбины осуществляется путем изменения угла установки лопастей. Такой способ позволяет поддерживать угловую скорость ветротурбины постоянной. Это свойство важно при использовании синхронного генератора, соединенного с сетью промышленной частоты напрямую, без преобразователя частоты, либо при использовании асинхронного генератора с короткозамкнутым ротором. Моментное же управление предполагает регулирование мощности ветротурбины с помощью момента генератора. При этом ветротурбина может иметь жесткую конструкцию, то есть не иметь механизма поворота. Реализация этого способа предполагает переменную угловую скорость ветротурбины. Отдельной проблемой, при реализации моментного управления, является режим ограничения мощности, когда скорость ветрового потока превышает номинальное значение. В этом режиме большинство существующих алгоритмов управления использует восходящий участок механической характеристики ветротурбины, на котором электромеханическая система в большинстве случаев становится статически неустойчивой.

## Анализ последних достижений и литературы.

Вопросам разработки ветроэнергетических установок с переменной скоростью вращения ветротурбины посвящено значительное количество работ, в основном приходящихся на период менее чем двадцать лет. Среди зарубежных публикаций можно назвать работы [1-7].

Отечественные ученые также занимались этой проблематикой (например [8, 9]).

Данные работы в основном касались вопросов эффективности применения данного способа регулирования, создания алгоритмов управления и различных схемных решений для реализации этого способа.

**Постановка проблемы.** В работе [9] был предложен алгоритм моментного управления применительно к ВЭУ на базе сверхсинхронного вентильного каскада. Рассмотренный подход к формированию заданного динамического режима электромеханической системы, в принципе, может быть применен и для электромеханических систем на базе других схем построения электрооборудования. При функционировании данного алгоритма использовалась математическая модель ветротурбины. Однако точное определение характеристики конкретной ветротурбины, в некоторых случаях, бывает затруднительным. Причиной этого можно назвать. с одной стороны неточность аэродинамических расчетов, с другой стороны факторы, обусловленные изменением условий эксплуатации (например, обледенение аэродинамических поверхностей, изменение плотности воздуха при разной температуре). В связи с этим актуализируется проблема создания алгоритма моментного управления электромеханической системой ВЭУ, способного реализовать цели регулирования в условиях неопределенной механической характеристики ветротурбины.

Целью данной работы является подтверждение работоспособности предложенного алгоритма моментного управления электромеханической системой ВЭУ с переменной скоростью вращения при неточной модели ветротурбины.

### Материалы и результаты исследования.

Решение поставленной задачи может быть осуществлено путем замены в алгоритме моментного управления математической модели ветротурбины, которая описывает семейство ее механических характеристик, на специальный вычислитель текущего крутящего момента на валу ветротурбины.

Его математическое описание приведено в виде блок-схемы на рис. 1.



Входными параметрами вычислителя являются угловая скорость ветротурбины и текущий момент генератора. Эти параметры могут быть относительно легко определены с помощью датчиков.

Проверка работоспособности предложенного алгоритма управления была проведена с помощью математического моделирования. При моделировании были приняты следующие допущения.

1. Все зависимости представляются в относительных единицах.

2. Механическая подсистема считается жесткой.

Общая блок-схема модели системы ВЭУ с предложенным алгоритмом управления, приведена на рисунке 2.

Блок модели – «Vychislitel 1» определяет заданное значение угловой скорости первичной ветротурбины, соответствующее определенной скорости ветрового потока в установившемся режиме [10] и описывается следующим известным выражением [11]:

$$\omega_{zad} \left( V_b \right) = \begin{cases} 0 & npu & 0 < V_b < V_b^{\min} \\ V_b & npu & V_b^{\min} \le V_b \le V_b^{nom} \\ f \left( V_b \right) & npu & V_b^{nom} < V_b < V_b^{\max} \\ 0 & npu & V_b^{\max} \le V_b < +\infty \end{cases}$$
(1)

где  $V_b^{\min}$ ,  $V_b^{nom}$ ,  $V_b^{\max}$  – минимальное, номинальное и максимальное значение скорости ветрового потока, соответственно.

Функция  $f(V_b)$  выражения (1) определяется из выражения предложенного в [11]:

$$\begin{aligned} f(V_b) &= a_0 + a_1 \cdot e^{-\lambda_1 \cdot (V_b - V_b^{nom})} + a_2 \cdot e^{-\lambda_2 \cdot (V_b - V_b^{nom})} + \\ &+ a_3 \cdot e^{-\lambda_3 \cdot (V_b - V_b^{nom})}, \end{aligned}$$
(2)

где  $a_0, a_1, a_2, a_3, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$  – коэффициенты аппроксимации.

Блок модели – «Vychislitel 2» определяет заданное значение момента генератора во время электромеханического переходного процесса. Для вычисления заданного момента генератора используется значение момента ветротурбины, поэтому вычислитель момента (см. рис. 1) включается блок «Vychislitel 2». Блок определяет заданный текущий момент генератора как функцию от значений заданной и текущей угловой скорости ветротурбины, а также скорости ветрового потока. Он реализует вычислительный алгоритм предложенный в [9].



Рис. 2 Блок-схема модели электромеханической системы ВЭУ с моментным управлением

Блок модели – «Аеротеh» представляет собой математическую модель аэромеханической части ВЭУ.

Результаты моделирования приведены на рис. 3. Верхняя часть рисунка отражает временную зависимость скорости ветрового потока, а нижняя показывает значения механической мощности на валу ветротурбины как функцию времени. Для сравнения на нижнем графике показана, также, мощность ветротурбины без режима ограничения мощности.

Результаты моделирования подтверждают работоспособность предложенного алгоритма управления электромеханической системой ВЭУ с моментным управлением режимом ветротурбины при отсутствии информации о механической характеристике ветротурбины.



Рис. 3 Результаты моделирования мощности на валу ветротурбины при переменном значении скорости ветрового потока: 1 – для ВЭУ без ограничения мощности, 2 – для ВЭУ с моментным алгоритмом управления

Нужно отметить, что данный алгоритм не позволяет полностью обойтись без математического описания характеристики ветротурбины. Дело в том, что определение коэффициентов аппроксимации выражения (2) (блок – «Vychislitel 1») происходит в результате решения трансцендентного уравнения с использованием математического описания семейства механических характеристик ветротурбины. Однако, как показывают исследования с помощью моделирования, ошибка определения механической характеристики в блоке расчета заданной угловой скорости ветротурбины, не оказывает существенного влияния на работоспособность данного способа управления электромеханической системой ВЭУ.

### Выводы.

1. Результаты проведенного моделирования показывают работоспособность предложенного способа определения текущего значения крутящего момента ветротурбины, что позволяет повысить точность функционирования всего алгоритма моментного управления электромеханической системой ветроэнергетической установки.

2. Степень влияния точности определения механической характеристики для вычислителя статического режима на эффективность работы ВЭУ требует дальнейшего исследования.

3. Результаты работы могут быть основанием для модернизации рассмотренного алгоритма.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

*I.* Mukhtiar Singh and Ambrish Chandra, 'Control of PMSG based Variable Speed Wind Turbine Battery Hybrid system in an Isolated Network, IEEE Trans. Energy Convers., vol. 16, no. 2, pp. 134-139.

**2.** R. Mittal, Sandhu and D. K Jain, 'Isolated Variable Speed Driven PMSG for WECS' Intl. Journal of Eng.and Tech., vol-1, No.3, 2009.

**3.** M.E. Haque, K.M. Muttaqi and M.Nagnevitsky,' Control of Variable Speed Wind Turbine with a PMSG', 'Power and Energy Soc.meeting', 2008.

**4.** A. D. Hansen and G. Michalke, «Modelling and control of variablespeed multi-pole permanent magnet synchronous generator wind turbine,» Wind Energy, vol. 11, pp. 537-554, Sep.-Oct. 2008.

**5.** C. Jauch, «Transient and dynamic control of a variable speed wind turbine with synchronous generator,» Wind Energy, vol. 10, pp. 247-269, May-Jun. 2007.

**6.** Godswill Ofualagba, Emmanuel Ubeku, «The Modeling and Dynamic Characteristics of a Variable Speed Wind Turbine» // Journal of Energy Technology and Policy, Vol. 1, No.3, 2011, ISSN 2224-3232.

7. G. Pradeep Kumar Reddy, Smt S.D.S. Bhagyamma, «Fixed-Speed and Variable Speed (PMSG) Induction Generators Based Wind Farms with Statcom Control under Asymmetrical Grid Faults», International Journal of Emerging Engineering Research and Technology Volume 2, Issue 3, June 2014, pp. 261-272.

8. Алексеевский Д.Г., Семенов В.В. Особенности применения сверхсинхронного вентильного каскада в ветроэнергетических установках без регулирования углом установки лопастей // Технічна електродинаміка. – Спец. випуск 2 «Силовая электроника и энергоэффективность». – 1998. – Т. 2. - С. 57-60.

**9.** Алексеевский Д.Г., Переверзев А.В., Семенов В.В. Динамические траектории регулирования ветроэлектрогенерирующей системы на базе сверхсинхронного вентильного каскада // Технічна електродинаміка, Тем. випуск «Силова електроніка та енергоефективність». – 2002. – Ч.2. – С. 14-17.

10. Munteanu I., Bratcu A.I., Cutululis N.A., Ceangă E. Optimal Control of Wind Energy Systems – Towards a Global Approach.
London: Springer-Verlag, 2008.

11. Алексієвський Д.Г. Моментне управління ВЕУ з аеродинамічним мультиплікуванням // Вісник КНУТД. Серія: Технічні науки. – К.: КНУТД, 2015. – № 5 (90). – С. 32-36.

## REFERENCES

*I.* Mukhtiar Singh and Ambrish Chandra, 'Control of PMSG based Variable Speed Wind Turbine Battery Hybrid system in an Isolated Network, IEEE Trans. Energy Convers., vol. 16, no. 2, pp. 134-139.

**2.** R. Mittal, Sandhu and D. K Jain, 'Isolated Variable Speed Driven PMSG for WECS' Intl. Journal of Eng. and Tech., vol-1, No.3,2009.

**3.** M.E. Haque, K.M. Muttaqi and M.Nagnevitsky,' Control of Variable Speed Wind Turbine with a PMSG', 'Power and Energy Soc.meeting', 2008.

**4.** A.D. Hansen and G. Michalke, «Modelling and control of variablespeed multi-pole permanent magnet synchronous generator wind turbine,» Wind Energy, vol. 11, pp. 537-554, Sep.-Oct. 2008.

**5.** Jauch C. «Transient and dynamic control of a variable speed wind turbine with synchronous generator». Wind Energy, vol. 10, pp. 247-269, May-Jun. 2007.

**6.** Godswill Ofualagba, Emmanuel Ubeku, «The Modeling and Dynamic Characteristics of a Variable Speed Wind Turbine». Journal of Energy Technology and Policy, Vol. 1, No.3, 2011, ISSN 2224-3232.

7. G. Pradeep Kumar Reddy, Smt S.D.S. Bhagyamma, «Fixed-Speed and Variable Speed (PMSG) Induction Generators Based Wind Farms with Statcom Control under Asymmetrical Grid Faults», International Journal of Emerging Engineering Research and Technology Volume 2, Issue 3, June 2014, pp. 261-272.

**8.** Alekseevskiy D.G., Semenov V.V. Features of the application supersynchronous Sherbius system in wind power plants without control blade installation angle. *Tekhnichna elektrodinamika. Spets. vipusk 2 «Silovaia elektronika i energoeffektivnost» – Technical electrodynamics. Special edition 2 «Power Electronics and Energy Efficiency»*, 1998, no.2, pp. 52-60. (Rus).

**9.** D.G. Alekseevskiy, A.V. Pereverzev, V.V. Semenov. Dynamic control trajectory based on supersynchronous Sherbius system. *Tekhnichna elektrodinamika*. *Tem. vipusk «Silova elektronika ta energoefektivnist – Technical electrodynamics, Thematic Key infrastructur «Power Electronics and Energy Efficiency»*, 2002, no. 2, pp. 14-17. (Rus).

10. Munteanu I., Bratcu A.I., Cutululis N.A., Ceangă E. Optimal Control of Wind Energy Systems – Towards a Global Approach. – London: Springer-Verlag, 2008.

11. Aleksievs'kiy D.G. Torque control of wind power plant with aerodynamic multiplication. *Visnik KNUTD. Seriia: Tekhnichni nauki – Reporter KNUTD. Series: Technical science*, 2015, no.5 (90), pp. 32-36. (Ukr).

Поступила (received) 15.06.2016

Панкова Ольга Олеговна, аспирант, Запорожская государственная инженерная академия, 69006, Запорожье, пр. Соборный, 226, e-mail: bloxa2007@ukr.net

### O.O. Pankova

Zaporizhia State Engineering Academy, 226, Soborny Ave., Zaporizhzhya, 69006, Ukraine Control algorithm of electromechanical wind power plant with variable rotation speed.

**Purpose**. The purpose of this article is working capacity confirmation propose torque control algorithm of electromechanical

wind power plant with variable rotation speed at wind turbine rough model. Methodology. The study definition torque control algorithm working capacity at rough definition of performance mechanical characteristics of wind turbine was solved basing on mathematical modeling. Equalized typical wind flow speed, as time function, was applied to the input of the three wind power plant model (no power limit; with power limit at undock specific description wind turbine characteristics). On model experiment was given time dependence of model response in the figure power time dependence on the wind turbine axle. Results. As a results of conducted modeling were show working capacity propose definition method current value wind turbine rotational moment. This is allow functioning improve accuracy all torque control algorithm electromechanical wind power plant. However need said, that this algorithm isn't allow full go without mathematical report wind turbine characteristic. **Distinction.** As results of study propose torque control algorithm acknowledge it working capacity in regime rough mechanical characteristic. This study was not in progress, until now. Practice value. Propose torque control algorithm of electromechanical wind power plant can be use for control wind power plant without aerodynamic regulation, in situation, when wind turbine performance mechanical characteristics precise determination is challenging. References 11, figures 3.

*Key words:* wind power plant, wind turbine, mathematical model, torque control of the wind power plant.

А.А. Плахтий

# КОМПЕНСАЦИОННЫЕ АКТИВНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ С КОРРЕКЦИЕЙ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

В роботі представлено систему керування трифазними компенсаційними активними випрямлячами, яка за рахунок синхронізації і зсуву опорних сигналів ШІМ в каналах управління окремих мостів забезпечує взаємну компенсацію вищих гармонік вхідних струмів та вихідної напруги, чим досягаються покращені показники електромагнітної сумісності з мережею живлення і ланкою постійного струму. Запропонований компенсаційний активний випрямляч реалізує режим корекції коефіцієнта потужності при зниженій частоті комутації (від 500 Гц), що в значній мірі знижує динамічні втрати в перетворювачі. Шляхом імітаційного моделювання досліджені показники електромагнітної сумісності компенсованих активних випрямлячів при варіації числа паралельних мостів та частоти ШІМ. Отримані аналітичні залежності спектру вищих гармонік вхідних струмів та вихідної напруги компенсаційних активних випрямлячів у функції частоти ШІМ, частоти живлячою мережі та числа мостів компенсаційного АВН. Бібл. 6, табл. 1, рис. 10.

*Ключові слова:* компенсаційні активні випрямлячі, корекція коефіцієнта потужності, широтно-імпульсна модуляція, електромагнітна сумісність, якість електроенергії.

В работе представлена система управления трехфазными компенсационными активными выпрямителями, которая путем синхронизации и сдвига опорных сигналов в каналах управления параллельных мостов обеспечивает взаимную компенсацию высших гармоник входных токов и выходного напряжения, чем реализуется высокие показатели электромагнитной совместимости с питающей сетью и звеном постоянного тока (THD<5%, power factor>99%, коэффициент пульсации <1%). Предложенная система управления позволяет реализовать коррекцию коэффициента мощности при пониженной частоте коммутации (от 500 Ги), что в значительной степени снижает динамические потери преобразователе. Путем имитационного моделирования исследованы показатели электромагнитной совместимости компенсационных активных выпрямителей при вариации числа параллельных мостов и частоты ШИМ. Получены аналитические зависимости с пектра высших гармоник входных токов и выходного напряжения компенсационных активных выпрямителей в функции частоты питающей сети, частоты ШИМ и числа мостов компенсационного активных выпрямителея. Библ. 6, табл. 1, рис. 10.

Ключевые слова: компенсационные активные выпрямители, коррекция коэффициента мощности, широтноимпульсная модуляция, электромагнитная совместимость, качество электроэнергии.

Введение. Одной из основных задач силовой электроники является обеспечение электромагнитной совместимости (ЭМС) силовых выпрямителей с входными и выходными цепями. Актуальной является данная задача и для выпрямителей тяговых подстанций постоянного тока железных дорог и метрополитенов. Существующие шестипульсные и двенадцатипульсные выпрямители тяговых подстанций обладают рядом недостатков, среди которых: низкий коэффициент мощности, значительная эмиссия высших гармонических составляющих тока в питающую сеть переменного тока и высших гармоник напряжения в питаемую сеть постоянного тока, а также отсутствие возможности реализации двунаправленной передачи энергии. Вышеперечисленные факторы снижают энергоэффективность системы электроснабжения и обуславливают актуальность поиска путей улучшения электромагнитной совместимости (ЭМС) выпрямительных установок и реализации двунаправленной передачи энергии.

Постановка задачи. Существует достаточно много путей улучшения электромагнитной совместимости выпрямительных установок с питающей и питаемой сетью. Среди них стратегически отличаются два направления: создание новых выпрямительных преобразователей обеспечивающих более высокие показатели электромагнитной совместимости и модернизация существующих выпрямителей путей применения дополнительных технических устройстватакими дополнительными техническими устройствами являются пассивные, активные и гибридные фильтры, вольтодобавочные преобразователи и пр. Среди перспективных выпрямительных установок обеспечивающих более высокие показатели ЭМС являются активные выпрямители с коррекцией коэффициента мощности. При этом существует достаточно много вариантов схемотехнической реализации активных выпрямителей: одноключевые схемы, схема Виенна-выпрямителя, активные выпрямители тока и активные выпрямителя, активные выпрямители тока и активные выпрямителя, активные выпрямители тока и активные выпрямители напряжения (ABH) [1]. Преимуществом АВН среди прочих схем является: реализация синусоидальной формы входных фазных токов (THD<5%) с коэффициентом мощности близким к единице (PF>0,99); реализация двунаправленной передачи энергии, а также возможность регулирования и стабилизации выходного напряжения.

Схема двухуровневого активного выпрямителя представлена на рис. 1.



Рис. 1. Схема двухуровневого активного выпрямителя

Среди систем управления АВН наиболее распространёнными являются системы управления на основе гистерезисной модуляции [2] и ШИМ [3]. Значительным недостатком систем управления на основе гистерезисной модуляции является высокая и переменная частота модуляции (от десятков до сотни кГц), что значительно усложняет физическую реализацию при высоких мощностях. Таким образом, более предпочтительными являются системы управления на базе ШИМ. Не смотря на то, что АВН с ШИМ реализует режим коррекции коэффициент мощности с постоянной частотой значительно меньшей частоты ШИМ, он генерирует в питающую и контактную сеть высшие гармоники кратные частоте ШИМ. При этом для АВН с ШИМ характерным является следующий спектр высших гармоник фазных токов и выходного напряжения:

$$\begin{split} f_{I} &= (f_{IIIIM} \pm 2f_{CETH}) + (f_{IIIIM} \pm 4f_{CETH}) + \\ &+ (2f_{IIIIM} \pm f_{CETH}) + (2f_{IIIIM} \pm 5f_{CETH}) + \\ &+ (3f_{IIIIM} \pm f_{CETH}) + (3f_{IIIIM} \pm 4f_{CETH}) + \\ &+ (2f_{IIIIM} \pm 3f_{CETH}) + (f_{IIIIM} \pm 9f_{CETH}) + \\ &+ 2f_{IIIIM} + (2f_{IIIIM} \pm 6f_{CETH}) + \\ \end{split}$$
(1)

+  $(3f_{IIIIM} \pm 3f_{CETH})$  +  $(3f_{IIIIM} \pm 9f_{CETH})$  + ...., где  $f_U$  – спектр высших гармоник выходного напряжения;  $f_I$  – спектр высших гармоник входного тока;  $f_{IIIIM}$  – частота ШИМ;  $f_{CETH}$  – частота сети.

При этом двухуровневая схема ABH при применении в железнодорожной тяговой подстанции требует применения IGBT ключей 66-го класса, обладающие достаточно большими статическими и динамическими потерями. Одним из путей снижения нагрузочных требований ключей, улучшение качества электроэнергии и снижения динамических потерь в ключах является применение компенсационных активных выпрямителей. Поставленной задачей является представление структуры и системы управления компенсационных активных выпрямителей, а также результатов исследования реализуемых показателей ЭМС при вариации числа мостов и частоты модуляции.

**Результаты** исследований. Предложенные структуры компенсационных активных выпрямителей последовательного и параллельного типа приведены на рис. 2 и рис. 3. Число мостов компенсационных активных выпрямителей может быть различно.

Схемотехническая реализация параллельного соединения мостов в компенсационном активном выпрямителе позволяет получить эффект взаимной компенсации высших гармоник входных токов и выходных напряжений, чем достигается улучшение показателей качества электроэнергии.

Система управления компенсационного активного выпрямителя с двумя каналами управления приведена на рис. 5.

Система управления компенсационного активного выпрямителя повторяет систему управления двухуровневого моста ABH с ШИМ, однако имеет несколько засинхронизированных каналов управления (свой канал управления на каждый мост). Синхронизация каналов управления со сдвигом опорных сигналов ШИМ на угол  $\psi$  позволяет обеспечить взаимную компенсацию высших гармоник фазных токов отдельных мостов и высших гармоник в общем выходном напряжении. При этом угол сдвига для обеспечения режима компенсации высших гармоник должен быть равен  $\psi$ =360°/*n*, где *n* – число мостов компенсационного ABH.



Рис. 3. Компенсационный активный выпрямитель последовательного типа



Рис. 4. Компенсационный активный выпрямитель параллельного типа

Для подтверждения реализации эффекта компенсации высших гармоник и получения улучшенных показателей электрической энергии предложенной системой управления компенсационных активных выпрямителей в пакете Matlab был создан ряд имитационных моделей компенсационных ABH с различным числом мостов и работающих на различной частоте ШИМ. Число мостов варьировалось от 2 до 4, частота модуляции варьировалась от 500 Гц до 2 кГц. Имитационная модель компенсационного активного выпрямителя с двумя мостами приведена на рис. 6.

Полученные на имитационной модели осцилограммы фазных токов двух мостов и результирующего фазного тока приведены на рис. 7.



Рис. 5. Система управления компенсационного активного выпрямителя с двумя мостами



Рис. 6. Имитационная модель компенсационного АВН с двумя параллельными мостами



Фурье-анализ фазного тока одного моста компенсационного АВН приведен на рис. 8 и на рис. 9 приведен фурье-анализ высших гармоник результирующего фазного тока.



Рис. 8. Фурье-анализ фазного тока одного моста компенсационного АВН при частоте ШИМ 2кГц

Как видно из рис. 7-9 сдвиг опорных сигналов ШИМ в компенсационном АВН позволяет улучшить коэффициент гармонических искажений (THD) фазного тока и компенсировать гармоники нечетные частоте ШИМ.



Следует отметить, что при увеличении числа мостов в компенсационном активном выпрямителе эффект компенсации высших гармоник усиливается. Осциллограммы фазных токов компенсационного ABH с 4 мостами приведены на рис. 10. Полученные в ряде имитационных экспериментов результаты реализованных параметров электромагнитной совместимости приведены в табл. 1.



АВН с четырьмя параллельными мостами: 1 – общий потребляемый ток; 2 – фазные токи четырех мостов

Таким образом, при синхронизации систем управления нескольких активных выпрямителей работающих на одну сеть и реализации взаимного сдвига их опорных сигналов ШИМ возможно получить значительное улучшение параметров электроэнергии и возможность снижения частоту коммутации, чем будет достигнуто снижение динамических потерь.

Таблица 1

Параметры электромагнитной совместимости компенсационных активных выпрямителей при вариации числа мостов и частоты коммутации

Показатели	Значение								
Частота коммутации, кГц	0,5			1		2			
Число мостов	2	3	4	2	3	4	2	3	4
Коэффициент мощности, %	99,48	99,59	99,62	99,57	99,63	99,69	99,59	99,64	99,72
ТНD фазного тока одного моста, %	27,91	37,94	46,23	9,06	19,52	23,73	7,11	9,85	12,73
ТНD общего фазного тока, %	7,03	3,45	1,48	2,82	1,75	0,8	1,82	0,89	0,44
Коэффициент пульсации U <sub>вых</sub> , %	0,741	0,351	0,169	0,368	0,178	0,084	0,185	0,091	0,043

## Выводы.

1. В статье представлена структура компенсационных активных выпрямителей и их система управления на базе ШИМ, обеспечивающие реализацию коэффициента мощности близкого к единице, активное формирование формы фазного тока близкой к синусоиде, а также двунаправленную передачу энергии. Компенсационные активные выпрямители за счет синхронизации опорных сигналов ШИМ обеспечивают взаимокомпенсацию высших гармоник входного тока и выходного напряжения, чем достигаются улучшение показателей качества электроэнергии и возможность реализации меньшей частоты коммутации.

2. Система управления компенсационных активных выпрямителей может быть использована как в одном преобразователе, состоящем из нескольких мостов, так и в нескольких активным выпрямителях установленных удаленно друг от друга, работающих параллельно на одну сеть и имеющих синхронизацию каналов управления со сдвигом опорных сигналов ШИМ на соответствующий угол.

3. В работе приведены результаты моделирования ряда систем компенсационных активных выпрямителей, показывающих, что при увеличении числа мостов компенсационного активного выпрямителя качество электроэнергии значительно увеличивается.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

*I*. Плахтий А. А. Обзор схем трехфазных активных выпрямителей с коррекцией коэффициента мощности для тяговых подстанций постоянного тока / А. А. Плахтий // Збірник наукових праць УкрДУЗТ. – Харків: УкрДАЗТ. – 2013. – вип. 142. – С. 144-150.

2. Плахтий А. А. Гистерезисная система управления активного трехфазного выпрямителя с коррекцией коэффициента мощности / А. А. Плахтий // Збірник наукових праць NUK. – Миколаїв: НУК. – 2013. – №4 (449). – С. 82-88.

3. Плахтий А. А. Анализ энергетических характеристик трехфазного активного выпрямителя с коррекцией коэффициента мощности при работе с постоянной частотой модуляции/ А. А. Плахтий // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». – Харків: НТУ «ХПІ». – 2015. – №12(1121). – С. 430-434.

**4.** Hou C-C. A Multicarrier PWM for Parallel Three-Phase Active Front-End Converters, IEEE Trans Power Election 2013; 28(6):2753-2759. **doi:** 10.1109/ECCE.2011.6064324.

5. C.-T. Pan and Y.-H. Liao, "Modeling and control of circulating currents for parallel three-phase boost rectifiers with different load sharing," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 7, pp. 2776-2785, July 2008. doi: 10.1109/tie.2008.925647.

**6.** C.-C. Hou and P.-T. Cheng, "A multi-carrier pulse width modulator for the auxiliary converter and the diode rectifier", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 4, pp. 1119-1126, April 2011. **doi: 10.1109/tpel.2010.2098050**.

# REFERENCES

*I.* Plakhtiy A.A. Overview of three-phase active rectifiers with power factor correction for DC traction substations. *Zbirnyk naukovih prac UrkDUZT*, 2013, no.142, pp. 144-150. (Rus).

2. Plakhtiy A.A. Hysteresis control system of active threephase rectifier with power factor correction. *Zbirnyk naukovih prac NUK*, 2013, no.4(449), pp. 82-88. (Rus).

3. Plakhtiy A.A. Analysis of the energy characteristics of a three-phase rectifier with active power factor correction when dealing with a constant modulation frequency. *Visnyk NTU «KhPI»*, 2015, no.12(1121), pp. 430-434. (Rus).

**4.** Hou C-C. A Multicarrier PWM for Parallel Three-Phase Active Front-End Converters, IEEE Trans Power Election 2013; 28(6):2753-2759. **doi: 10.1109/ecce.2011.6064324.** 

5. C.-T. Pan and Y.-H. Liao, "Modeling and control of circulating currents for parallel three-phase boost rectifiers with different load sharing," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 7, pp. 2776–2785, July 2008. doi: 10.1109/tie.2008.925647.

**6.** C.-C. Hou and P.-T. Cheng, "A multi-carrier pulse width modulator for the auxiliary converter and the diode rectifier" IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 4, pp. 1119–1126, April 2011. **doi: 10.1109/tpel.2010.2098050**.

Поступила (received) 11.07.2016

Плахтий Александр Андреевич, ассистент, Украинский государственный университет железнодорожного транспорта, 65044, Харьков, пл. Фейербаха, 7, тел/phone +38 093 9176020, e-mail: 83et@mail.ru; a.plakhtiy1989@gmail.com

#### A.A. Plakhtiy

Ukrainian state university of railway transport,

7, Feirbaha sq., Kharkiv, 61000, Ukraine.

Compensated active rectifiers with power factor correction. Purpose. The proposed control system of compensated active rectifiers in DC traction substations allow to improve the power quality, provide bidirectional electric power transmission and to implement the regulation and stabilization of the output voltage. Methodology. Simulation modeling of the proposed compensated active rectifiers with proposed control system shows: the waveform of the phase current and voltage, output voltage in rectifier and recovery mode. The models take into account the parameters of the mains supply, inverter parameters, load and features of designed control system. Results. The simulation of compensated active rectifier with the proposed control system with a different number of bridges and varying of modulation frequency demonstrated improvement of power quality parameters, such as: total harmonic distortion (THD), power factor, the ratio of the output voltage ripple ratio. Synchronization and shifting of PWM reference signals in control channels of individual bridges provides mutual compensation of the higher harmonics in input current and output voltage. Originality. The proposed control system of compensated active rectifier allows providing compensation of input currents harmonic and output voltage harmonic, thus achieving improvements of power quality and the possibility of bi-directional transmission of electrical power. Practical value. Application of compensated active rectifiers in DC traction substations can significantly improve electromagnetic compatibility and improve the energy efficiency of the power supply system. References 6, tables 1, figures 10.

*Key words:* compensated active rectifiers, power factor correction, pulse width modulation, electromagnetic compatibility and power quality.

О.Н. Синчук, С.Н. Бойко, А.В. Омельченко

# К ВОПРОСУ ОБ АНАЛИЗЕ ФОРМ КРИВЫХ ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ ОДНОФАЗНОГО ИНВЕРТОРА В ФУНКЦИИ СПОСОБОВ МОДУЛЯЦИИ

У статті наведені результати оцінки форм кривих струму і напруги IGBT-інвертора у функції ряду різних алгоритмів управління під час широтно-імпульсної модуляції. Досліджені варіанти модуляції, що є найбільш прийнятні до реалізації: з прямокутною і трапецеїдальною формами кривих струму (напруги). Оцінені варіанти і показані переваги трапецеїдального закону на відміну від інших. При проектуванні електротехнічних та електромеханічних комплексів з використанням перетворювачів частоти, необхідно враховувати ступінь впливу останніх на показники електромагнітної сумісності споживача електричної енергії вцілому. Оцінка гармонічного складу вихідних параметрів інвертора при різних законах широтно-імпульсної модуляції дозволить аргументований вибір структури та алгоритма управління інвертором. Бібл. 11, табл. 6, рис. 11.

Ключові слова: інвертор напруги, гармоній склад струму та напруги.

В статье приведены результаты оценки форм кривых тока и напряжения IGBT-инвертора в функции ряда различных алгоритмов управления при широтно-импульсной модуляции. Исследованы наиболее реализуемые варианты модуляции: с прямоугольной и трапецеидальной формами кривых тока (напряжения). Оценены варианты и показаны преимущества трапецеидального закона в отличие от других. При проектировании электротехнических и электромеханических комплексов с использованием преобразователей частоты необходимо учитывать степень влияния последних на показатели электромагнитной совместимости потребителя электрической энергии в целом. Оценка гармонического состава выходных параметров инвертора при различных законах широтно-импульсной модуляции позволит аргументированный выбор структуры и алгоритма управления инвертором. Библ. 11, табл. 6, рис. 11. Ключевые слова: инвертор напряжения, гармонический состав тока и напряжения.

Введение. При эксплуатации электротехнических и электромеханических комплексов с использованием преобразователей частоты последние, в силу естественного искажения форм кривых тока и напряжения, как правило, отрицательно влияют на энергетические показатели как самого привода так и системы электропитания в целом. [1, 2].

Основными способами улучшения электромагнитной совместимости таких устройств является применение различных фильтров и законов управления силовыми полупроводниковыми модулями, входящими в состав преобразовательных устройств

Постановка задачи. Одной из обязательных задач, подлежащих решению для успешной реализации в практику создания электромеханических комплексов вида: преобразователь частоты – асинхронный двигатель (ПЧ-АД) является выбор оптимального алгоритма формирования выходных параметров – тока и напряжения преобразователя (инвертора) [1].

Поэтому, разработка структуры такого алгоритма формирования форм кривой тока (напряжения) при широтно-импульсной модуляции (ШИМ) IGBTинвертора для конкретной электротехнической системы с известными параметрами, является вопросом актуальным [2].

Эта актуальность еще более значима для тяговых электромеханических комплексов (ТЭМК) в силу специфики требований к ним со стороны служб эксплуатации [3]. В частности, с целью повышения эффективности функционирования ТЭМК [3] конструктор нередко в той или иной степени априорно и, как правило, повышают частоту коммутации IGBT транзисторов. Однако эффективность такого решения во многом не однозначна [3]. Ответ на вопрос эффективности такого решения может быть анализ форм кривых тока и напряжения на выходе ПЧ.

Цель работы – оценка выходных форм тока и напряжения однофазного IGBT-инвертора при прямоугольной, трапецеидальной и синусоидальной ШИМ с выходной частотой 100 Гц.

Результаты исследований. Для исследования гармонического состава тока и напряжения IGBTинвертора авторами использовалась модель, построенная в программном пакете Матлаб и имеющая вид [4] (рис. 1):



© О.Н. Синчук, С.Н. Бойко, А.В. Омельченко

Здесь: IGBT1\_2... IGBT4\_2 – одиночные IGBтранзисторы, включенные по реверсивной схеме с питанием от источника постоянного напряжения 400 В. Discrete PWM Generator 4 pulses осуществляет формирование управляющих импульсов на IGBтранзисторах в соответствии с управляющим входным модулирующим сигналом, снимаемым с блока Modulation\_index.mat. В этом блоке извне по отношению к рассматриваемой модели Матлаб формируется та или иная зависимость коэффициента модуляции от времени. Последовательно соединенные активное и индуктивное сопротивления формируют собой нагрузку с заданным соs $\phi$ =0.866. Измерительные преобразователи I и V обеспечивают визуализацию процессов тока и напряжения на осциллографе Scope.

Рассмотрим три возможных и наиболее реализуемых варианта модуляции ШИП: 1) с прямоугольной формой напряжения частотой 100 Гц; 2) с трапецеидальной формой напряжения с коэффициентом модуляции равным 0.95, что обеспечивает на выходе ШИМ-напряжение с максимальной амплитудой на выходе; 3) с трапецеидальной формой напряжения с коэффициентом модуляции равным 0.5, что обеспечивает на выходе ШИМ-напряжение с половинной амплитудой на выходе. Частота модуляции в двух последних вариантах составляет 2.4 кГц. Во всех случаях в трапецеидальном напряжении время нарастания, спада и постоянной величины равны между собой, как это показано на рис. 2 [5, 6]:



Рис. 2. 1 рафик трапецеидального сигнала управления инвертором

Нагрузка инвертора активно-индуктивная, с углом нагрузки  $\cos \phi \approx 0,866$ . При величинах активного и индуктивного сопротивлений нагрузки R = 1 Ом и L = 0.574 Гн мы получим требуемое значение:

$$\cos \varphi = \frac{R}{\sqrt{R^2 + L^2}} = \frac{1}{\sqrt{1^2 + 0.574^2}} \approx 0.866$$

<u>Исследование показателей работы инвертора при</u> <u>прямоугольном выходном напряжении.</u> При моделировании этого варианта с помощью модели рис. 1 были получены следующие графики выходных тока и напряжения инвертора:

Для того чтобы оценить гармонический состав тока и напряжения на выходе инвертора, используется графический интерфейс пользователя powerqui. Если кликнуть два раза по блоку powerqui, то откроется окно инструментария с вертикально расположенным рядом кнопок, среди которых выберем интересующую нас кнопку FFT Analysis (FFT – Fast Fourier Transformation – Быстрое Преобразование Фурье). Нажав на указанную кнопку, получим окно, изображённое на рис. 4.



Рис. 3. Графики выходных тока и напряжения инвертора при «прямоугольной» коммутации транзисторов

В этом окне сверху располагается график, который надо проанализировать на гармонический состав, снизу – результат анализа быстрого преобразования Фурье – график с гармониками, на котором по оси абсцисс отложена частота, по оси ординат – амплитуда гармоники [7].

Для получения результатов FFT следует произвести предварительную настройку. Так, в FFT windows указывается начальное время (0 с) и число полных периодов (в нашем случае мы приняли 10) а также частота исследуемого сигнала (в нашем случае было заведомо известно, что 100 Гц), в Available signals в среднем окне Input выбирается исследуемый сигнал (либо ток -I inverter, либо напряжение – V inverter). В FFT setting в Display style выбирается вид представления полученного быстрого преобразования Фурье: либо в виде графиков, либо в виде таблиц, либо в абсолютных, либо относительных единицах, в Frequency axes выбирается либо абсолютные значения полученных гармоник, либо их номер, в Max Frequency (Hz) указывается максимальная интересующая нас частота гармоники. При той конфигурации настройки, что показана на рис. 3, мы получим в кривой напряжения следующие гармоники (табл. 1) [8].

Здесь 1-я гармоника на частоте 100 Гц имеет амплитуду 509,3 В. Следует отметить также показатель THD – Total Harmonic Distortion – коэффициент гармоник. Здесь он составляет величину THD = 48,04 %.

Для графика выходного тока инвертора результат FFT будет выглядеть следующим образом (рис. 5): Таблица 1

тармоники в кривой напряжения					
100 Гц	100 %	1500 Гц	6,66%		
300 Гц	33,33 %	1700 Гц	5,87 %		
500 Гц	20 %	1900 Гц	5,25 %		
700 Гц	14,28 %	2100 Гц	4,75 %		
900 Гц	11,11 %	2300 Гц	4,34 %		
1100 Гц	9,09 %	2500 Гц	3,99 %		
1300 Гц	7,69 %	2700 Гц	3,69 %		
		2900 Гц	3,43 %		


Рис. 4. Окно быстрого преобразования Фурье для графика напряжения при прямоугольной форме напряжения



Рис. 5. Окно быстрого преобразования Фурье для графика тока при прямоугольной форме напряжения

Соответственно, в кривой тока будут иметься следующие гармоники (табл. 2) [9]: Таблица 2

Гармоники в кривой тока			
100 Гц	100 %	700 Гц	2,04 %
300 Гц	11,11 %	900 Гц	1,23 %
500 Гц	4 %	1100 Гц	0,83 %

Здесь 1-я гармоника на частоте 100 Гц имеет амплитуду 1.412 А. Прочие гармоники в кривой тока по амплитуде составляют меньше 1 %. ТНD – коэффициент гармоник тока тут гораздо меньше – 12,12%, чем в кривой прямоугольного напряжения.

Исследование показателей работы инвертора при ШИМ с коэффициентом модуляции 0.95.

На модели рис. 1 получим также результаты моделирования при коэффициенте модуляции 0.95, отраженные на рис. 5.





На рис. 7. приведены результаты быстрого преобразования Фурье для сигнала напряжения с коэффициентом модуляции 0.95.

Как следует из рис. 6, 1-я гармоника на частоте 100 Гц имеет амплитуду 414.7 В, а также кривая напряжения имеет приведённые в табл. 3 гармоники.

Гармоники в кривой напряжения			
100 Гц	100 %	1100 Гц	0,68 %
300 Гц	0.25 %	1500 Гц	0,26 %
500 Гц	3,71 %	1900 Гц	0,26 %
700 Гц	1,97 %	2100 Гц	0,50 %
900 Гц	0.37 %	2300 Гц	0,71 %

Таблица 3 оники в кривой напряжения

Коэффициент гармоник THD тут составляет довольно значительную величину – 45.93 %. На рис. 8 приведены результаты преобразования Фурье для сигнала тока с коэффициентом модуляции 0.95 [10].

Соответственно, в кривой тока будут иметься следующие гармоники:

Таблица 4	4
-----------	---

Гармоники в кривой тока			
100 Гц	100 %	700 Гц	0,28%
300 Гц	0,08%	900 Гц	0.37%
500 Гц	0,75%	1100 Гц	0,06%
<u>эоо і ц</u>	0,7370	ттоотц	0,0070

1-я гармоника на частоте 100 Гц имеет амплитуду 1,149 А. Коэффициент гармоник для тока THD = = 1,12%.



Рис. 7. Окно быстрого преобразования Фурье для графика напряжения ШИМ с коэффициентом модуляции 0,95





Рис. 9. Окно быстрого преобразования Фурье для графика напряжения при ШИМ с коэффициентом модуляции 0,5

Исследование показателей работы инвертора при ШИМ с коэффициентом модуляции 0.5.

На модели рис. 1 получим также результаты моделирования при коэффициенте модуляции 0.5, отраженные на рис. 10. Коэффициент гармоник для графика напряжения при ШИМ с коэффициентом модуляции 0,5 THD = 118,11 %.

На рис. 9 приведены результаты быстрого преобразования Фурье для сигнала напряжения с коэффициентом модуляции 0.5 [11]. Для этого графика состав гармоник будет следующим:

Таблица 5

Состав гармоник для сигнала напряжения с коэффициентом молуляции 0.5

модуляции 0:5			
100 Гц	100 %	1500 Гц	1,43%
500 Гц	3,94%	2100 Гц	1.22%;
700 Гц	1,76%	2170 Гц	1.16%.
1100 Гц	1.41%		

Ниже приведены результаты быстрого преобразования Фурье для сигнала напряжения с коэффициентом модуляции 0.5. Состав гармоник для графика тока показан в табл. 6. Коэффициент гармоник для графика тока при ШИМ с коэффициентом модуляции 0,5 THD = 2,28 %







Рис. 10. Графики тока и напряжения при ШИМ с коэффициентом модуляции 0,95



Рис. 11. Окно быстрого преобразования Фурье для графика тока при ШИМ с коэффициентом модуляции 0,5

ISSN 2074-272X. Електротехніка і Електромеханіка. 2016. №4(1)

Выводы. Если судить по коэффициенту гармоник для кривой напряжения, то работа инвертора с ШИМ с коэффициентом модуляции 0,5 является наихудшим режимом, так как THD = 118.11 % более чем в 2 раза больше, чем THD = 48,04 % для прямоугольного выходного напряжения и THD = 45,93 % для выходного напряжения инвертора с коэффициентом модуляции 0,95. Однако, учитывая, что рассматривается работа инвертора напряжения на высокоинерционную нагрузку (например, на обмотку возбуждения синхронного двигателя), то большее значение имеют гармоники в кривой тока, так как в основном обмотки возбуждения промышленных двигателей выполняется на массивных роторах, что обуславливает повышенные потери от вихревых токов. Так, наилучшим по гармоническому составу графика тока является вариант ШИМ с коэффициентом модуляции 0,95 (THD = 1,12 %) против варианта ШИМ с коэффициентом модуляции 0,5 (THD = 2,28 %) и тем более варианта с прямоугольным выходным напряжением (THD = = 12,12 %). Если отбросить все гармоники с амплитудой менее 1% от амплитуды основной гармоники, то в кривых тока с коэффициентами модуляции 0,95 и 0,5 можно учитывать только основную гармонику с частотой 100 Гц, при том, что в кривой тока в прямоугольном варианте выходного напряжения инвертора имеются гармоники с частотами 100, 300, 500, 700, 900 Гц.

Как количественно влияют на потери от вихревых токов в массивных сердечниках гармоники амплитудой менее 1 % от основной гармоники – неизвестно, но в первом приближении можно утверждать, что для питания обмоток возбуждения синхронных двигателей прямоугольное напряжение является гораздо более неблагоприятным вариантом, чем питание трапецеидальным напряжением с любым коэффициентом модуляции.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

*1.* Шидловский А.К., Козлов А.В., Комаров Н.С., Москаленко Г.А. Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью. – К., «Наукова думка», 1993. – 272 с.

2. Синчук И.О., Чернышев А.А., Киба И.И., Пасько О.В., Ключка О.Е., Мельник О.Е. Полупроводниковые преобразователи электрической энергии в структурах электроприводов. Схемотехника и принципы управления // Учебное пособие. Под редакцией проф. Синчука О.Н. – Кременчуг, Вид. Щербатих О.В., 2008. – 88 с.

3. Синчук О.Н., Синчук И.О., Юрченко Н.Н., Чернышов А.А., Удовенко О.А., Пасько О.В., Гузов Э.С. Комбинаторика преобразователей напряжения современных тяговых электроприводов рудничных электровозов / О.Н. Синчук, // Научное издание. – К.: IEДНАНУ, 2006. – 252 с.

4. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.

5. Черный А.П., Гладарь А.И., Осадчук Ю.Г., Курбанов И.Р., Вошун А.Н. Пусковые системы нерегулируемых элек-

троприводов: Монография. – Кременчуг: ЧП Щербатых А.В., 2006. – 280 с.

6. Tihanyi, L. EMC in Power Electronics. – N.Y.: IEEE Press, 1995. – 402 c.

7. Сенько В.І., Панасенко М.В., Сенько Є.В., Юрченко М.М., Сенько Л.І., Ясінський В.В. Електроніка і мікросхемотехніка / У 4-х т. Том 4. У 2-х кн. – Силова електроніка: Підручник / За ред. В.І.Сенька. – Київ: Каравела, 2013. – 956 с.

8. Терехов В.М., Осипов И.О. Системы управления электроприводов: Учебник для вузов – М.: Изд. центр «Академия», 2006. – 680 с.

9. Ключев В.И. Теория электропривода: Учебник для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 560 с.

10. Вейнгер А.М. Регулируемый синхронный электропривод. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 224 с.

**11.** Синчук О.Н. Захаров В.Ю., Михайличенко Д.А. Моделирование пуска неявнополюсного синхронного электрического двигателя // Електротехнічні та комп'ютерні системи. 2012. – №8(84). – С. 24-30.

## REFERENCES

*I.* Shidlovskij A.K., Kozlov A.V., Komarov N.S., Moskalenko G.A. *Tranzistornye preobrazovateli s uluchshennoj jelektro-magnitnoj sovmestimost'ju* [Transistor converters with improved electromagnetic compatibility]. Kyiv, Naukova dumka Publ., 1993, 272 p. (Rus).

2. Sinchuk I.O., Chernyshev A.A., Pas'ko O. V., Klyuchka O. E., Kyba I.I., Melnyk O.E. *Poluprovodnikovye preobrazovateli jelektricheskoj jenergii v strukturah jelektroprivodov. Shemotehnika i principy upravlenija* [Semiconductor converters of the electric energy in structures of the electric drives. The circuitry and principles of its management] Kremenchug. Shcherbatykh O.V. Publ., 2008. 88 p. (Rus).

3. Sinchuk O.M. Sinchuk I.O., Yurchenko M.M., Chernyshov A.A., Udovenko O.A., Pas'ko O.V., Guzov Je.S. Kombinatorika preobrazovatelej naprjazhenija sovremennyh tjagovyh jelektroprivodov rudnichnyh jelektrovozov [Combinatorics of transformers of tension of modern traction drives for mining locomotives]. Kyiv, IEDNANU Publ, 2006. 252 p. (Rus).

**4.** Shreyner R. T. *Matematicheskoe modelirovanie elektroprivodov peremen-nogo toka s poluprovodnikovyimi preobrazovatelyami chastotyi* [Mathematical modeling of the alternating current electric drives with frequency semiconductor converter]. Yekaterinburg, URO RAN Publ., 2000. 654p. (Rus).

5. Chorniy A.P., Gladar A.I., Osadchuk Yu.G. Kurbanov I.R. Voshun A.N. *Puskovyie sistemyi nereguliruemyih elektroprivodov: Monografiya* [Starting systems of the unregulated electric drives: The monograph]. Kremenchug, Scherbatykh A.V. Publ., 2006. 280 p. (Rus).

6. Tihanyi, L. *EMC in Power Electronics*. N.Y.: IEEE Press, 1995. 402 p.

7. Senko V.I., Panasenko M.V., Senko E.V., Yurchenko M.M., Senko L.I., Yasinskiy V.V. *Elektronika i mikroshemotehnika* [Control systems of electric drives]. U4-h t.Tom 4. U2-h kn. – Silova elektronika: Plidruchnik / Za red.V.I.Senka. K: Karavela, 2013. 956 p. (Ukr).

**8.** Terekhov V. M. *Sistemyi upravleniya elektroprivodov: Uchebnik dlya vuzov* [Control systems of electric drives]. Moscow, Akademiya Publ., 2006. 680 p. (Rus).

**9.** Klyuchev V.I. *Teoriya elektroprivoda: Uchebnik dlya vuzov* [The electric drive theory: the manual for higher education institutions]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1985. 560 p. (Rus).

**10.** Veynger A.M. *Reguliruemyiy sinhronnyiy elektroprivod* [Adjustable synchronous electric drive]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1985. 224 p. (Rus)

11. Sinchuk O.M., Zakharov V.Y., Mikhaylichenko D.A. Modelling of the not salient pole synchronous electric motor's startup. *Electrotechnical and computer systems*, 2012, no.8(84), pp 24-30. (Rus).

Поступила (received) 14.07.2016

Синчук Олег Николаевич<sup>1</sup>, д.т.н., проф., Бойко Сергей Николаевич<sup>2</sup>, к.т.н., Омельченко Александр Владимирович<sup>1</sup>, к.т.н., <sup>1</sup>ГВУЗ «Криворожский национальный университет» 50027, Кривой Рог, ул. XXII Партсъезда, 11, e-mail: speet@ukr.net <sup>2</sup> Кременчугский национальный университет имени Михаила Остроградского, 39600, Кременчуг, ул. Первомайская 20, e-mail: bsn1987@i.ua

- O.N. Sinchuk<sup>1</sup>, S.N. Boiko<sup>2</sup>, A.V. Omelchenko<sup>1</sup>
- <sup>1</sup> State institution of higher education

«Kryvyi Rih National University»,

11, XXII Partz'yizdu Str., Kryvyi Rih, 50027, Ukraine.

<sup>2</sup> Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskyi National University,

20, Pershotravneva Str., Kremenchuk, 39600, Ukraine. **The question of the analysis of the forms of the curves** 

of current and voltage of single phase inverter as a function of the modulation methods.

**Purpose.** The article presents the results of the evaluation of the shapes of the curves of voltage and current IGBT-inverter as a function of the number of different control algorithms with pulse width modulation. The most feasible options modulation with rectangular and trapezoidal shapes of the curves of current (voltage). Evaluated the options and advantages of keystone law unlike other. **Methodology**. In the design of electrical and Electromechanical systems using frequency converters is necessary to consider the degree of influence of the latter on the performance of electromagnetic compatibility of the consumer of electrical energy in General. **Results**. Estimate the harmonic composition of the output parameters of the inverter under a variety of laws pulse width modulation will allow a reasoned choice of structure and control algorithm for the inverter. References 11, tables 6, figures 11.

Key words: inverter, harmonics of current and voltage.

Р.М. Хрєстін

## ВИЗНАЧЕННЯ ПЕРЕДАТОЧНОЇ ФУНКЦІЇ ДУГОВОЇ СТАЛЕПЛАВИЛЬНОЇ ПЕЧІ ЯК ОБ'ЄКТА УПРАВЛІННЯ

В роботі представлено модель дугової сталеплавильної печі в якості об'єкта управління. Запропоновано методику визначення передаточної функції даного об'єкта управління. При визначенні передаточної функції використовується лінеаризація вихідної моделі. Бібл.6, рис.1.

Ключові слова: дугова сталеплавильна піч, об'єкт управління, управління параметрами, математична модель, лінеаризація моделі, передаточна функція.

В работе представляется модель дуговой сталеплавильной печи в качестве объекта управления. Предложена методика определения передаточной функции данного объекта управления. При определении передаточной функции используется линеаризация исходной модели. Библ. 6, рис.1.

*Ключевые слова:* дуговая сталеплавильная печь, объект управления, управление параметрами, математическая модель, линеаризация модели, передаточная функция.

Постановка проблеми. На даний час електрична дугова сталеплавильна піч (ДСП) є основним електричним агрегатом для виплавки сталі. Покращення керування устаткуванням ДСП можливо досягнути за рахунок побудови автоматичних регуляторів, які забезпечують оптимізацію роботи приводів переміщення електродів ДСП. Алгоритми дії таких регуляторів можуть бути побудовані на основі математичної моделі ДСП – об'єкта управління. Отже, виникає необхідність побудови математичного опису ДСП, який враховує параметри основних процесів ДСП та зв'язків між ними.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. В роботах [1, 2] запропоновані математичні моделі окремих процесів ДСП та описані зв'язки між цими моделями. Питання аналізу нелінійних систем, до яких належить система ДСП, отримання передаточних функцій та їх перетворення з метою побудови алгоритмів управління розглянуті в роботах [3-6].

Виділення невирішених раніше частин загальної проблеми. Автоматичний пуск печі виконують при піднятих електродах. Потому електроди опускаються під дією системи керування переміщенням електродів. Між шихтою та електродами виникають дуги. Процес переходу шихти у рідкий стан (плавка) починається безпосередньо під електродами, де утворюються «колодязі». Електроди поступово занурюються в ці колодязі. З точки зору керованості процесу цей період плавки є найбільш складним, оскільки саме він супроводжується найбільшою кількістю зрушень. Ці зрушення режиму потрібно якнайшвидше ліквідувати дією автоматичних регуляторів. Таким чином, при побудові алгоритму автоматичного регулювання мають бути враховані параметри електричних, теплових та механічних процесів, що відбуваються в устаткуванні ДСП.

Недоліком існуючих алгоритмів управління є те, що вони або не враховують деяких особливостей процесів, важливих з точки зору керування системою ДСП, або засновані на достатньо складних моделях ДСП і потребують, при моделюванні, великого обсягу часу(іноді більше, ніж час реальної плавки).

Мета статті. З огляду на вищевказане, метою роботи є визначення передаточної функції об'єкта

управління – ДСП. Отримання передаточної функції проводиться з метою побудови алгоритму автоматичного керування ДСП.

Виклад основного матеріалу. Повна модель ДСП може бути описана наступною системою рівнянь(формули 1-13):

$$\frac{di_z}{dt} = -\frac{R_z}{L_z} \cdot i_z - \frac{k_E}{L_z} \cdot w + \frac{1}{L_z} \cdot U_z , \qquad (1)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{k_M}{J} \cdot i_z - \frac{k_C}{J} \cdot w^2 - M_v, \qquad (2)$$

$$\frac{dl}{dt} = -k \cdot w, \qquad (3)$$

$$\frac{dh}{dt} = -k_{qm} \cdot \left(1 - e^{-yQ_h}\right),\tag{4}$$

$$\frac{dQ_d}{dt} = U_d \cdot i_d , \qquad (5)$$

$$\frac{dQ_r}{dt} = q_C \cdot s_{\max} \cdot \left(1 - e^{k_r \cdot T_h}\right) + q_{C1} \cdot s_{\max 1} \cdot \left(1 - e^{k_{r2} \cdot T_h}\right) + q_{Si} \cdot s_{\max 2} \cdot \left(1 - e^{k_{r1} \cdot T_h}\right) + q_{Mn} \cdot s_{\max 3} \cdot \left(1 - e^{k_{r3} \cdot T_h}\right) + q_{Fe} \cdot s_{\max 4} \cdot \left(1 - e^{k_{r4} \cdot T_h}\right) + q_{Fe1} \cdot s_{\max 5} \cdot \left(1 - e^{k_{r5} \cdot T_h}\right)$$
(6)

$$\frac{dQ_t}{dt} = \begin{bmatrix} F_{th} / \\ \left( \frac{x}{k_a} + \frac{1}{a_c} \right) \end{bmatrix} \cdot (T_h - T_{os}), \quad (7)$$

$$\frac{dQ_i}{dt} = \left(2h_p + b_p\right) \cdot S \cdot C_0 \cdot E_h \cdot \left[\left(\frac{T_h}{100}\right)^4 - \left(\frac{T_{i0}}{100}\right)^4\right], \quad (8)$$

$$\frac{dQ_g}{dt} = B_{\max} \cdot \left( p_{CO_2} \cdot N_{CO_2} + p_{O_2} \cdot N_{O_2} + p_{CO} \cdot N_{CO} + , (9) + p_{N_2} \cdot N_{N_2} \right) \cdot T_h$$

$$\frac{dQ_{td}}{dt} = \begin{bmatrix} F_{td} \\ \begin{pmatrix} x_d \\ k_{ad} \end{pmatrix} + \frac{1}{a_{cd}} \end{bmatrix} \cdot (T_d - T_h), \quad (10)$$

$$\frac{dQ_{id}}{dt} = F_{d} \cdot C_{0} \cdot E_{h} \cdot \left[ \left( \frac{T_{d}}{100} \right)^{4} - \left( \frac{T_{h}}{100} \right)^{4} \right], \quad (11)$$

$$\frac{di_t}{dt} = \frac{1}{2t_0} \cdot \frac{i_d^2 - i_t^2}{i_t},$$
 (12)

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_S} \cdot \left[ U_c - R_b \cdot i_d - (a+b \cdot d) \cdot \frac{i_d}{\sqrt[3]{l_t^4}} \right], \quad (13)$$

де  $i_z$  – струм якоря двигуна;  $L_z$  – індуктивність якоря; U<sub>z</sub> – напруга живлення якоря; R<sub>z</sub> – активний опір якоря;  $k_E$  – конструктивний коефіцієнт; w – кутова швидкість двигуна; J – момент інерції двигуна;  $k_M$  – конструкційна постійна двигуна;  $k_{C}$  – коефіцієнт тертя;  $M_{\nu}$ - постійний момент, створений дією ваги електрода та противаги; початкова швидкість двигуна; *l* – висота підйому електрода; к – коефіцієнт механічної передачі привода; h – рівень шихти;  $k_{qm}$  – коефіцієнт теплових витрат; у – коефіцієнт інтенсивності плавки;  $Q_h = Q_d + Q_r - Q_t - Q_g - кількість енергії, що віддається$ шихті;  $Q_d$  – енергія, що внесена дугою;  $Q_r$  – енергія екзотермічних реакцій; Q<sub>t</sub> – втрати енергії теплопровідністю;  $Q_i$  – втрати енергії випромінюванням;  $Q_g$  – енергія, що виноситься з печі газами; smaxn - поток маси окислення речовин;  $q_n$  – тепловий ефект окислення речовин; k<sub>rn</sub> – коефіцієнт інтенсивності окислення; Tos – температура оточуючого середовища; x – товщина перехідного прошарку між шихтою та оточуючою середою; F<sub>th</sub> - площа стикання шихти з оточуючою середою; k<sub>a</sub> – коефіцієнт теплопровідності; a<sub>c</sub> - коефіцієнт конвекційної тепловіддачі; *B<sub>max</sub>* - поток обсягу відходячих газів окислення;  $p_n$  – відсоток відходячого газу; N<sub>n</sub> – ентальпія відходячого газу;  $S(2h_p+b_p)$  – площа випромінюючої поверхні;  $C_0$  – коефіцієнт випромінювання абсолютно чорного тіла;  $E_h$  – ступінь чорноти; Т<sub>і0</sub> – початкова температура випромінювання;  $C_h$  – теплоємність шихти;  $m_h$  – маса шихти; x<sub>d</sub> – товщина перехідного прошарку між дугою та шихтою; F<sub>td</sub> – площа стикання дуги та шихти; k<sub>1d</sub> – коефіцієнт теплопровідності; F<sub>d</sub> – площа випромінюючої поверхні дуги; E<sub>d</sub> – ступінь чорноти дуги; C<sub>d</sub> – теплоємність дуги; k<sub>ad</sub> – коефіцієнт теплопровідності дуги; *a*<sub>cd</sub> – коефіцієнт конвекційної тепловіддачі дуги;  $m_d$  – маса дуги;  $V_z$  – швидкість зміни стану дуги;  $z_0$  – постійна, що визначає початковий електрохімічний стан дуги; k<sub>i</sub> – коефіцієнт іонізації дугового стовпа; i<sub>d</sub> - струм дуги; L<sub>S</sub> - індуктивність силового ланцюга; U<sub>c</sub> - напруга джерела живлення; *i<sub>d</sub>R<sub>b</sub>* - падіння напруги на резисторі, що обмежує струм;  $i_t$  – струм стану дуги; *n* – значення показника ступеня, змінне для різних умов горіння дуги;  $U_d = a + bd - напруга дуги; a - па$ діння напруги у прианодній та прикатодній ділянках дуги; *b* – напруженість стовпа дуги; *d*=*l*-*h* – довжина дуги; постійна часу дуги:

$$2t_0 = \frac{V_z \cdot T_d + z_0}{d \cdot e^{\left(-\frac{k_i}{T_d}\right)}};$$
(14)

температура шихти:

$$T_{h} = \frac{Q_{d} + Q_{r} - Q_{t} - Q_{i} - Q_{g}}{m_{h} \cdot C_{h}};$$
 (15)

температура дуги:

$$T_d = \frac{Q_d - Q_{td} - Q_{id}}{m_d \cdot C_d}.$$
 (16)

Очевидно, що дана модель містить велику кількість нелінійних елементів, що зумовлені операціями зведення в ступінь, множення та ділення функцій. Загальна форма лінеаризуючого рівняння для нелінійних елементів, які мають один вхід та один вихід, має наступний вигляд:

$$f(x_1) = k_0 + k_1 \cdot x_1 , \qquad (17)$$

де  $k_0$ ,  $k_1$  – коефіцієнти лінеаризації,  $x_1$  – вхідна змінна ланки, що лінеаризується.

Загальна форма лінеаризуючого рівняння для нелінійних елементів, які мають один вхід та один вихід, має наступний вигляд:

$$f(x_1, x_2) = k_0 + k_1 \cdot x_1 + k_2 \cdot x_2, \qquad (18)$$

де  $k_0$ ,  $k_1$ ,  $k_2$  – коефіцієнти лінеаризації,  $x_1$ ,  $x_2$  – вхідні змінні ланки, що лінеаризується.

З метою приведення системи до однорідності розглянемо її в координатах прирощень. В цьому випадку одно входові та двоходові нелінійні елементи описуються, відповідно, загальними лінійними рівняннями наступного вигляду:

$$f(x_1) = k_1 \cdot x_1, \tag{19}$$

$$f(x_1, x_2) = k_1 \cdot x_1 + k_2 \cdot x_2 , \qquad (20)$$

В результаті лінеаризації отримуємо ліанерізовану модель:

та

$$\frac{di_z}{dt} = -\frac{R_z}{L_z} \cdot i_z - \frac{k_E}{L_z} \cdot w + \frac{1}{L_z} \cdot U_z , \qquad (21)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{k_M}{J} \cdot i_z - \frac{k_0 \cdot k_C}{J} \cdot w , \qquad (22)$$

$$\frac{dl}{dt} = -k \cdot w, \qquad (23)$$

$$\frac{dh}{dt} = -k_5 \cdot k_{qm} \cdot y \cdot Q_h \,, \tag{24}$$

$$\frac{dQ_d}{dt} = k_{121} \cdot \left[ k_{231} \cdot b \cdot (l-h) + k_{232} \cdot k_{222} \cdot k_{21} \cdot (k_{201} \cdot I_1 + k_{202} \cdot [k_{41} \cdot V_z \cdot T_d + k_{42} \cdot (k_{31} \cdot k_2 \cdot k_1 \cdot k_i \cdot T_d + k_{32} \cdot (l-h) ] \right) \right] + k_{122} \cdot i_d,$$
(25)

$$\frac{dQ_r}{dt} = -[k_6 \cdot k_r \cdot q_C \cdot s_{\max} + k_7 \cdot k_{r1} \cdot q_{C1} \cdot s_{\max 1} + k_8 \cdot k_{r2} \cdot q_{Si} \cdot s_{\max 2} + k_9 \cdot k_{r3} \cdot q_{Mn} \cdot s_{\max 3} + (26) + k_{10} \cdot k_{r4} \cdot q_{Fe} \cdot s_{\max 4} + k_{11} \cdot k_{r5} \cdot q_{Fe1} \cdot s_{\max 5}] \times T_h,$$

$$\frac{dQ_t}{dt} = tk_1 \cdot T_h , \qquad (27)$$

$$\frac{dQ_i}{dt} = k_{13} \cdot ik_1 \cdot T_h , \qquad (28)$$

$$\frac{dQ_g}{dt} = (p_{CO2} \cdot N_{CO2} + p_{O2} \cdot N_{O2} + p_{CO} \cdot N_{CO} + p_{N2} \cdot N_{N2}) \times (29) \times B_{\text{max}} \cdot T_h,$$

$$\frac{dQ_{td}}{dt} = tk_{d} \cdot (T_{d} - T_{h}) \cdot Q_{d} , \qquad (30)$$

$$\frac{dQ_{id}}{dt} = ik_{\rm d} \cdot \left(\frac{k_{16} \cdot T_d}{100} - \frac{k_{15} \cdot T_h}{100}\right),\tag{31}$$

ISSN 2074-272X. Електротехніка і Електромеханіка. 2016. №4(1)

$$\frac{dG_{1}}{dt} = k_{191} \cdot (k_{17} \cdot i_{d} - k_{18} \cdot [k_{201} \cdot I_{1} + k_{202} \cdot (k_{41} \cdot V_{z} \cdot T_{d} + k_{42} \times \\ \times [k_{31} \cdot k_{2} \cdot k_{i} \cdot k_{1} \cdot T_{d} + k_{32} \cdot (l - h)] ] ] ] + k_{192} \cdot (k_{201} \cdot I_{1} + k_{202} \times (32) \\ \times [k_{41} \cdot V_{z} \cdot T_{d} + k_{42} \cdot (k_{31} \cdot k_{2} \cdot k_{i} \cdot k_{1} \cdot T_{d} + k_{32} \cdot (l - h)] ] ],$$

$$\frac{di_{d}}{dt} = -\frac{1}{L_{S}} [i_{d} \cdot R_{b} + k_{231} \cdot b \cdot (l - h) + k_{232} \cdot k_{222} \cdot k_{21} \times \\ \times (k_{201} \cdot I_{1} + k_{202} \cdot [k_{41} \cdot V_{z} \cdot T_{d} + k_{42} \times \\ \times (k_{1} \cdot k_{2} \cdot k_{31} \cdot k_{i} \cdot T_{d} + k_{232} \cdot (l - h)] ])],$$
(32)

де  $k_n$  – коефіцієнти лінеаризації моделі. Під  $tk_1$ ,  $ik_1$ ,  $ik_d$ ,  $tk_d$  розуміються коефіцієнти, в яких зібрані постійні складові функцій:

$$tk_1 = \frac{F_{th}}{\left(\frac{x}{k_a} + \frac{1}{a_c}\right)},$$
(34)

$$ik_1 = S \cdot C_0 \cdot E_h \cdot \left(2h_p + b_p\right),\tag{35}$$

$$tk_d = \frac{F_{td}}{\left(\frac{x_d}{k_{ad}} + \frac{1}{a_{cd}}\right)},$$
(36)

$$ik_d = F_d \cdot C_0 \cdot E_h \,. \tag{37}$$

Визначивши координати робочої точки системи, як значення x для ланки, що лінеаризується у режимі, що встановився (тобто при фіксованих значеннях вхідної змінної всієї системи ДСП), перейдемо до визначення коефіцієнтів лінеаризації  $a_{n1}$ ,  $a_{n2}$ . Ці коефіцієнти можуть бути отримані як приватні похідні. У загальному вигляді відповідні співвідношення виглядають як:

$$\begin{pmatrix} a_{n1} \\ \cdot \\ \cdot \\ a_{nk} \end{pmatrix} = \nabla_{X_n} f_n(X_n), \tag{38}$$

$$X_n = \begin{pmatrix} X_{10} \\ X_{20} \end{pmatrix}, \tag{39}$$

$$f_n\left(X_n\right) = f_n\left(X_1, X_2\right),\tag{40}$$

де *n* – номер лінеаризованої ланки, *k* – номер входу ланки.

На основі лінеаризованої моделі ДСП виявляється можливим скласти матричну форму моделі в змінних стану:

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \\ y = C \cdot x \end{cases}.$$
 (41)

У системі (41) матриця  $[x] \in$  матрицею похідних змінних стану, матриця [A] включає до свого складу коефіцієнти при змінних стану, матриця  $[x] \in$  матрицею змінних стану, матриця [B] складається з коефіцієнтів при вхідних змінних, матриця  $[u] \in$  матрицею вхідних змінних, матриця  $[y] \in$  матрицею вихідних змінних, матриця  $[C] \in$  матрицею коефіцієнтів при вхідних змінних.

Відповідні перетворення дозволяють отримати передаточну функцію моделі ДСП:

$$W(p) = C \cdot (p \cdot I - A)^{-1} \cdot B, \qquad (42)$$

де І – одинична матриця.



Отримана аналітична форма передаточної функції є досить громіздкою, а отже не може бути представлена у рамках даної статті.

Висновки і пропозиції. Запропоновано модель ДСП, яка містить ряд нелінійних ланок та проведено її лінеаризацію. Лінеаризація моделі дозволила отримати передаточну функцію ДСП. Отримана передаточна функція може бути використана при синтезі автоматичного регулятора привода переміщення електродів ДСП. Побудова такого автоматичного регулятора має надати можливість якісного регулювання параметрів головних процесів ДСП, що відбуваються при плавленні шихти.

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

**1.** Хрєстін Р.М. Моделювання електричних параметрів дуги дугової сталеплавильної печі / Р.М. Хрєстін // Електротехніка і електромеханіка. – 2015. – №4. – С. 40-43.

2. Хрєстін Р.М. Розроблення структури математичної моделі енергетичного балансу дугової сталеплавильної печі/ Р.М. Хрєстін // Технічні науки та технології. – 2015. – № 1. – С. 37-43.

**3.** Чаки Ф. Современная теория управления / Ф. Чаки – М.: Мир. 1975. – 423 с.

4. Клюев А.С. Проектирование систем автоматизации производственных процессов / А.С. Клюев, Б.В. Глазов, А.Х. Дубровский, А.А. Клюев. – М. : Энергоатомиздат, 1990. – 464 с.

5. Phillips Ch. Feedback Control Systems / Ch. Phillips, R. Harbor. – New Jersey: Prentice Hall, 1999. – 658 c.

6. Минеев А.Р. Статистические и динамические показатели качества работы электротехнических установок (на примере электропечей) / А.Р. Минеев, В.П. Рубцов // Электротехника. – 2000. – № 1. – С. 42-51.

### REFERENCES

*I.* Khrestin R.N. Modeling parameters of arc for electric arc furnace. *Electrical engineering & electromechanics*, 2015, no.4, pp. 40-43.

2. Khrestin R.N. Design of the structure of the mathematical model of the energy block electric arc furnace. *Technical science & technologies*, 2015, no.1, pp. 37-43.

*3.* Chaki F. *Sovremennaja teorija upravlenija* [Modern Control Theory]. Moscow: Mir Publ., 1975. 423 p.

**4.** Kljuev A.S., Glazov B.V., Dubrovskij A.H., Kljuev A.A. *Proektirovanie sistem avtomatizacii proizvodstvennyh processov* [Design of automation systems of industrial processes]. Moscow: Energoatomizdat, 1990. 464 p.

5. Phillips Ch., Harbor R. *Feedback Control Systems*. New Jersey, Prentice Hall, 1999. 658 p.

**6.** Mineev A.R., Rubtsov V.P. Statistics and dynamic performance measuresof electrotechnic settings (for example, electric furnaces). *Electrical engineering*, 2000, no.1, pp. 42-51.

Поступила (received) 15.06.2016.

*Хрестін Роман Миколайович, аспірант,* Запорізька державна інженерна академія, 69006, Запоріжжя, пр. Соборний, 226, тел/phone +380 67 1233665, e-mail: serebro0@yandex.ua

#### R.N. Khrestin

Zaporizhzhya State Engineering Academy,

226, Sobornyj Ave., Zaporizhzhya, 69006, Ukraine. Determination of transfer function of electric arc furnace as

## a control object.

**Purpose.** In the work presented a model of electric arc furnace (*EAF*). The aim is to define the transfer function of the model. Getting transfer function should allow to analyze the actions of

EAF, as a control object. Also, the synthesis of the transfer function is required when constructing an algorithm of automatical regulator for control-driven movement of the electrode. This actuator in turn determines the melting EAF mode. Methodology. Since the model is nonlinear, it becomes necessary to linearization. The paper proposes a method of linearization model. Basic calculations are performed using standard software. Results. The first step is the allocation of nonlinear units of model. After that are constructed the linearizing equations equations for the selected nonlinear units and allocate linearization coefficients. The next step involves determining the coordinates of the working point system of EAF. They are defined as partial derivatives units of system that is linearized. Using the coordinates of the working point, we calculate the numerical values linearization coefficients. The values obtained, using for to construct the matrix form models of EAF system in state variables. The solution obtained matrix equation allows to obtain the desired transfer function. Originality. The proposed model of EAF system is comparatively simple and it does not require significant computing resources. At the same time, the model reflects the relationship between the major processes EAF system: electromechanical (movement in the drive electrode) Electrothermal (in the melting space EAF) and electrochemical (in the arc). Practical value. The obtained transfer function can be used as a reference for the construction of automatic regulator moving electrodes EAF. Construction of such a automatic regulator should enable qualitative regulation of parameters of the main processes of EAF originating in the melting of the charge. References 6, figures 1.

*Key words:* electric arc furnace, the control object, control of parameter, mathematical model, linearization of models, the transfer function.

А.П. Черкасский

# МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ПЕРВОЙ МОДЫ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ЗАВИСИМОСТИ СОПРОТИВЛЕНИЯ ПЛАЗМОЭРОЗИОННОЙ НАГРУЗКИ

Однією з проблем, що виникають при побудові параметричних моделей плазмоерозійних навантажень технологічних установок для отримання гідрозолей біоцидних металів з метою аналізу електромагнітних процесів в них та оптимізації систем керування, є однозначне визначення тривалості першої моди параметричної залежності активної складової їх опору. Зважаючи на її стохастичну зміну в процесі виникнення, еволюції, міграції та зникнення плазмових каналів монокритеріальний піхід, який було застосовано раніше, не дозволяє отримати однозначний розв'язок. В роботі запропонована нова методика визначення тривалості першої моді вказаної залежності, яка ґрунтується на послідовному застосуванні раду критеріїв, що дозволило забезпечити однозначність вирішення поставленої задачі. Бібл. 9, рис. 9. Ключові слова: параметрична залежність опору, тривалість моди, плазмо ерозійне навантаження, мультикритеріальна методика.

Одной из проблем при построении параметрических моделей плазмоэрозионных нагрузок технологических установок получения гидрозолей биоцидных металлов с целью анализа электромагнитных процессов в них и оптимизации систем управления является однозначное определение длительности первой моды параметрической зависимости активной составляющей их сопротивления. Ввиду ее стохастического изменения в процессе возникновения, эволюции, миграции и исчезновения плазменных каналов монокритериальный поход, применяемый ранее, не позволяет добиться однозначного решения. В работе предложена новая методика определения длительности первой моды данной зависимости, основанная на последовательном применении ряда критериев, что позволило обеспечить однозначность решения поставленной задачи. Библ. 9, рис. 9.

*Ключевые слова:* параметрическая зависимость сопротивления, длительность моды, плазмоэрозионная нагрузка, мультикритериальная методика.

**Введение.** Плазмоэрозионная нагрузка представляет собой сложную пространственную структуру, в состав которой входят металлические гранулы, погруженные в рабочую жидкость, плазменные каналы между ними, продукты их эрозии и электролиза, а также газовые микровключения [1].

Электрофизические процессы, возникающие в таких нагрузках при протекании в них импульсного тока, лежат в основе технологических процессов получения гидрозолей биологически активных металлов [2], очистки и обеззараживания поверхностных и сточных вод [3], а также получения дисперсных порошков металлов и сплавов [4]. Процессы получения гидрозолей биоцидных металлов (Ag, Cu, Zn), которые применяются в ветеринарии и медицине, наиболее чувствительны к параметрам разрядных импульсов и к точности их стабилизации. Поэтому, выбор оптимальных алгоритмов управления технологическими процессами их получения и стабилизации параметров является крайне важным. Выбор энергоэффективных режимов получения гидрозолей с необходимыми свойствами невозможен без точного моделирования, анализа и оптимизации переходных процессов в плазмоэрозионных нагрузках.

Создание адекватных электротехнических моделей сопротивления таких нагрузок затрудненно из-за их сложного нелинейно-параметрического характера и подверженности стохастическим изменениям [5-7]. В [6] показана возможность использования упрощенных нелинейных, параметрических либо стохастических моделей для описания электрических параметров таких сред. Однако построение даже упрощенных моделей затруднено наличием нескольких мод различной длительности в параметрических зависимостях их сопротивления.

Целью данной работы является разработка методики определения длительности основой по энергетическому вкладу моды параметрической зависимости сопротивления плазмоэрозионной нагрузки при изменении значений амплитуд приложенного напряжения в широких пределах.

Методика определения длительности первой моды. В работе [7] с использованием установки плазмоэрозионной обработки гетерогенных токопроводящих сред [2] были исследованы 9 режимов соответствующих 9 последовательно увеличивающимся значениям амплитуды приложенного напряжения. Для каждого из них в ходе прямых экспериментов получены 20 пар синхронных осциллограмм тока и напряжения. На рис. 1 приведена одна из таких пар осциллограмм для режима с амплитудным значением приложенного напряжения  $U_m=240 B$ , а на рис. 2 – параметрическая зависимость сопротивления нагрузки, рассчитанная как частное от деления значений напряжения и тока в каждый момент времени.

Построение параметрических моделей сопротивления плазмоэрозионной нагрузки на основании непосредственно измеренных значений тока и напряжения затрудненно наличием в них флуктуаций, возникающих вследствие стохастических переключений плазменных каналов в слое гранул.

Поэтому при дальнейшем анализе полученные пары синхронных осциллограмм для каждого из рассмотренных значений амплитуды импульсов приложенного напряжения были подвергнуты предварительной обработке.



Рис. 1. Синхронные осциллограммы напряжения u(t) и тока i(t) плазмоэрозионной нагрузки при амплитуде напряжения  $U_m = 240 \ B$ 



Она заключалась в усреднении 20 пар осциллограмм тока и напряжения, полученных в одинаковых режимах с последующей их фильтрацией при помощи метода скользящего среднего с адаптивным выбором ширины окна сглаживания.

На рис. 3 изображены обработанные таким образом параметрические зависимости тока и напряжения для режима, в котором значение амплитуды приложенного напряжения составляет  $U_m=240 B$ , а на рис. 4 – рассчитанная по данным рис. 3 параметрическая зависимость сопротивления плазмоэрозионной нагрузки.

Как видно из рис. 4, параметрическая зависимость сопротивления содержит несколько ярко выраженных мод, наличие которых объясняется динамикой развития и миграцией плазменных каналов по поверхности контактирующих гранул.





Рис. 4 Параметрическая зависимость сопротивления, рассчитанная из отфильтрованных осциллограмм тока и напряжения при U<sub>m</sub>=240B

Хотя процессы возникновения, развития и затухания плазменных каналов в слое гранул носят случайный характер, в определенные промежутки времени преобладают процессы либо генерации, либо рекомбинации свободных носителей заряда в них. За время существования первой моды в нагрузке выделяется основная доля энергии импульса [8]. Исходя из этого, она представляет наибольший интерес при создании параметрических моделей сопротивления плазмоэрозионной нагрузки, а определение ее длительности является первым шагом при их построении. Определение длительности первой моды параметрической зависимости сопротивления плазмоэрозионной нагрузки существенно влияет на адекватность параметрической модели сопротивления. На рис. 5 представлены два варианта аппроксимации сопротивления нагрузки функцией представляющей собой сумму двух экспонент [7] для режима при  $U_m = 240 B$ .





Такая

функция имеет вид:  

$$R(t) = R_0 + R_1(t) + R_2(t)$$
, (1)

где  $R_0$  – постоянная составляющая активного сопротивления плазмоэрозионной нагрузки;  $R_1(t) = A_1 \exp[-a_1 t]$  – параметрическая составляющая активного сопротивления плазмоэрозионной нагрузки, характеризующая процессы генерации свободных носителей заряда в плазменных каналах и описывающая поведение ее сопротивления на переднем фронте импульса тока;  $R_2(t) = A_2 \exp |a_2t|$  – параметрическая составляющая активного сопротивления плазмоэрозионной нагрузки, характеризующая процессы рекомбинации свободных носителей заряда в плазменных каналах и описывающая поведение сопротивления такой нагрузки на заднем фронте импульса тока; А1 – коэффициент аппроксимирующей функции, характеризующий величину спада сопротивления плазмоэрозионной нагрузки на временном интервале переднего фронта тока,  $O_{M}$ ;  $a_1$  – коэффициент аппроксимирующей функции, характеризующий скорость спада сопротивления плазмоэрозионной нагрузки на временном интервале переднего фронта тока, 1/c;  $A_2 - \kappa o \Rightarrow \phi$ фициент аппроксимирующей функции, характеризующий величину роста сопротивления плазмоэрозионной нагрузки на временном интервале заднего фронта тока, Ом; а2 - коэффициент аппроксимирующей функции, характеризующий скорость роста сопротивления плазмоэрозионной нагрузки на временном интервале заднего фронта тока, 1/с.

Непосредственный выбор длительности моды из параметрической зависимости сопротивления затруднен большим количеством возможных вариантов и носит субъективный характер. Ранее [8] ее нахождение производилось на основании совместного анализа значений сопротивления и тока в локальных максимумах и минимумах их параметрических зависимостей. Из найденных вариантов выбирался единственный по критерию не противоречия значениям в остальных точках зависимостей от амплитуды импульсов напряжения длительностей первых мод сопротивления и тока. Такой подход характеризовался неоднозначностью и носил эвристический характер.

Данная ситуация приводит к наличию нескольких вариантов аппроксимации сопротивления нагрузки. На рис. 5 для наглядности приведены две из них соответствующие длительностям первой моды равным 209 и 353 *мкс* соответственно.

Точный выбор длительности первой моды возможен на основании анализа характерных особенностей явлений возникающих в такой нагрузке при протекании в ней тока. В данной работе предложена методика, реализующая подобный поход, который заключается в последовательном исключении возможных вариантов длительности первой моды при помощи применения ряда критериев.

Первый критерий заключается в выделении наиболее существенных экстремумов параметрической зависимости сопротивления плазмоэрозионной нагрузки. С его помощью реализуется предварительное определение возможных вариантов длительности первой моды.

На рис. 4. для режима, в котором значение амплитуды импульса приложенного напряжения составляет 240 *B*, приведена параметрическая зависимость сопротивления нагрузки после усреднения и фильтрации. Цифрами на ней обозначены выбранные таким способом варианты времени окончания первой моды. Аналогично был выполнен выбор возможных вариантов длительности мод для остальных значений амплитуды импульсов приложенного напряжения. Полученные значения длительности первой моды представлены на рис. 6.



Рис. 6. Варианты определения длительности первой моды

Данные приведенные на рис. 6. свидетельствуют о неоднозначности монокритериального подхода к определению длительности первой моды, поскольку при таком подходе существует большое количество ее возможных вариантов.

Для уменьшения числа вариантов определения длительности первой моды, выбранных по критерию 1, применяется второй критерий. Он состоит в исключении возможных вариантов длительности моды на основании предположения о приблизительном равенстве сопротивлений в начале и конце моды, исходя из физической природы процессов образования, развития и схлопывания плазменных каналов [9]. Процедура его применения следующая: определяется значение сопротивления в начале первой моды и сравнивается со значением сопротивления в конце возможных ее вариантов. Из-за наличия ограниченного количества вариантов длительности моды поиск точного соответствия сопротивлений затруднен, поэтому выбираются такие варианты, в которых значение сопротивления в конце моды является ближайшим к значению в ее начале. Остальные варианты отбрасываются. Отобранные таким способом длительности первой моды для каждого значения амплитуды напряжения приведены на рис. 7.



Рис. 7. Возможные варианты длительности первой моды, выбранные по критерию 2 в сравнении с длительностью всего импульса

Применение данного критерия позволило значительно уменьшить количество возможных вариантов. Однако наличие двух вариантов длительности для некоторых режимов работы требует дальнейшего уточнения полученного набора вариантов длительности первой моды.

Такое уточнение может быть осуществлено путем применения третьего критерия, состоящего в оценке отношения значений энергии выделившейся в нагрузке или заряда прошедшего через нее за предполагаемое время первой моды (в зависимости от решения энергетических или электрохимических задач) к аналогичным показателям за все время импульса.

Как следует из рис. 7, в исследованном диапазоне напряжений длительность всего импульса, а также возможные варианты длительности первой моды уменьшаются при увеличении значения его амплитуды. Анализ рис. 7 показывает, что при этом параметрическая зависимость сопротивления нагрузки преобразуется из мультимодальной в одномодальную [8].

Таким образом, по мере изменения режима разряда конденсатора от апериодического к колебательному, которое вызвано уменьшением нелинейного сопротивления нагрузки [8], доля энергии всего импульса, рассеянная в ней, как и доля заряда, прошедшего через нагрузку за время первой моды увеличиваются.

Окончательный выбор варианта длительности первой моды осуществлялся в соответствии с интегральными критериями их удельных энергии и заряда. Остается только тот вариант, для которого отношение значений энергии и заряда, рассчитанные за предполагаемое время существования первой моды к аналогичным значениям найденным за все время импульса, составляло не менее 90 % и 75 % соответственно, и увеличивалось с ростом амплитуды приложенного напряжения.

На рис. 8 и рис. 9 сплошными линиями представлены значения отношения энергии W и заряда Q, которые соответствуют выбранным по критерию 2 возможным вариантам длительностей первой моды к аналогичным величинам за всю длительность импульса. Пунктирной линией обозначены выбранные по критерию 3 значения указанных параметров.

Приведенные на рис. 8 и рис. 9 зависимости относительных значений  $W(U_m)$  и  $Q(U_m)$  подтверждают предположение о том, что первая мода параметрической зависимости сопротивления является основной по энергетическому вкладу. Найденные таким образом длительность первой моды представлены нарис. 6 пунктирной линией.



95 t<sub>mod</sub> where 90 % 85 80 t<sub>mod</sub> where Rstart≼=Rend 75 70 choser 65 60 175 200 225 250 275 300 325 375 150 Um, B Рис. 9. Относительное значение величины заряда

прошедшего через нагрузку за уточненные варианты длительности первой моды

### Выводы.

100

1. Разработана мультиркритериальная методика определения длительности первой моды параметрической зависимости сопротивления плазмоэрозионной нагрузки.

2. Предложенная методика основана на последовательном уточнении возможных вариантов длительности первой моды и позволяет определить ее однозначно.

3. На основании данных прямых экспериментов при помощи предложенной методики определенны длительности первой моды параметрической зависимости сопротивления плазмоерозионной нагрузки при изменении значения амплитуды приложенного напряжения в широком диапазоне.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

*I.* Захарченко С.Н. Физическая модель гранулированной токопроводящей среды // Технічна електродинаміка. – 2012.– №6.– С. 19-26.

2. Захарченко С.Н. Расширение области устойчивой работы систем объемного электроискрового диспергирования металлических гранул применением принудительной механической активации их слоя // Технічна електродинаміка. Тем. випуск «Силова електроніка та енергоефективність». – 2010.– Ч.1.– С. 93-96.

3. Захарченко С.Н. Особенности электромагнитных процессов в установках искроэрозионной коагуляции для систем водоподготовки тепловых сетей и агрегатов // Новини енергетики. – 2012. – №6. – С. 41-48.

4. Захарченко С.Н., Шевченко Н.И., Яцюк С.А., Шевченко С.Н. Влияние параметров генератора и технологических условий получения искроэрозионных порошков на их характеристики и стабильность процесса // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – Київ: ІЕД НАНУ. – 2008. – №20. – С. 54-55.

5. Захарченко С.М. Статистичні дослідження еквівалентного електричного опору гетерогенного струмопровідного середовища при його електроерозійній обробці на прикладі гранул алюмінію у воді // Науковий вісник Національного гірничого університету. – 2013. – №1 (133). – С. 62-67.

6. Захарченко С.Н. Моделирование зависимости электрического сопротивления гранулированных токопроводящих сред от протекающего в них импульсного тока // Технічна електродинаміка. – 2012. – №5.– С. 17-27.

7. Захарченко С.Н. Моделирование сопротивления гранулированных токопроводящих сред параметрическими зависимостями // Электронное моделирование. – 2012.– Т. 34, №5. – С. 91-102. 8. Захарченко С.М. Електромагнітні процеси в системах плазмо ерозійної обробки гетерогенних струмопровідних середовищ автореф. дис... д-ра техн. наук: 05.09.05 / НАН Украіни. – Львів, 2015. – 41с.

9. Ушаков В.Я. Импульсный электрический пробой жидкостей. – Томск: Изд-во Томского университета, 1975. – 256 с.

#### REFERENCES

*I.* Zakharchenko S.N. Physical model of the granulated current-carrying medium. *Tekhnichna elektrodinamika – Technical Electrodynamics*, 2012, no.6, pp. 19-26. (Rus).

2. Zakharchenko S.N. The extension of stable operation zone of the system for volume electric-discharge dispersion of metal granules with the use of mechanical activation of layer. *Tekhnichna elektrodynamika. Tem. vypusk «Silova elektronika i energoefektivnist» – Technical electrodynamics. Thematic issue «Power electronics & energy efficiency»*, 2010, vol.1, pp. 93-96. (Rus).

3. Zakharchenko S.N. The peculiarities of electromagnetic processes in spark erosion coagulation apparatus for water preparation in heating systems and units. *Novini energetiki – Energy news*, 2012, no.6, pp. 41-48. (Rus).

4. Zakharchenko S.N., Shevchenko N.I., Iatsiuk S.A., Shevchenko S.N. The influence of generator parameters and conditions of the process of obtaining powders by spark erosion on their characteristics and stability of the process. *Pratsi Institutu elektrodinamiki NAN Ukraini: zbirnik naukovikh prats' – The proceedings of the Institute of Electrodynamics NAS of Ukraine: the collection of scientific works*, 2008, no.20, pp. 54-55. (Rus).

**5.** Zakharchenko S.M. Statistical studies of equivalent electrical resistance of the heterogeneous current-carrying medium with its electric-discharge processing on the example of aluminum granules in water. *Naukovii visnik Natsional'nogo girnichogo universitetu – Bulletin of National Mining University*, 2013, no.1 (133), pp. 62-67. (Ukr).

6. Zakharchenko S.N. Modeling of dependence of electrical resistance of granulated current-carrying mediums from a pulse current proceeding in them. *Tekhnichna elektrodinamika* – *Technical Electrodynamics*, 2012, no.5, pp. 17-27. (Rus).

7. Zakharchenko S.N. Modeling the resistance of granulated conductive mediums by parametrical dependencies. *Elektronnoe modelirovanie – Electronic modeling*, 2012, vol.34, no.5, pp. 91-102. (Rus).

**8.** Zakharchenko S.M. *Elektromagnitni protsesi v sistemakh plazmo eroziinoï obrobki geterogennikh strumoprovidnikh sere-dovishch* Autoref. diss. dokt. techn. nauk [Electromagnetic processes in plasma-erosive processing of heterogeneous conductive media. Abstracts dr. techn. sci. diss.]. Lviv, 2015. 41 p. (Ukr).

**9.** Ushakov V.Ia. *Impul'snyi elektricheskii proboi zhidkostei* [Impulse electric breakdown of liquids]. Tomsk, Tomsk State University Publ., 1975. 256 p. (Rus).

Поступила(received) 15.06.2016

Черкасский Александр Павлович, аспирант Институт электродинамики НАН Украины, пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина. e-mail: cherkassky\_a@ukr.net A.P. Cherkassky

Institute of Electrodynamics

National Academy of Science of Ukraine,

56, Peremogy Avenue, Kyiv-57, Ukraine. The method of deternining the duration of the first mode of parametric dependence of plasma-erosive load resistance

Introduction. The parameters of discharge pulses determine properties of hydrosols of biocidal metal (Ag, Cu, Zn) obtained by using the method of pulse plasma-erosion treatment of their granules immersed in deionized water. It is necessary to simulate and analyze transient in the pulse generator output circuits with plasma-erosion load to select optimal parameters of technological process of such hydrosols' obtaining and algorithms to control it. The development of an adequate electrotechnical model of such systems is complicated because of complex nonlinear-parametric properties of plasma-erosion load resistance and its susceptibility to stochastic changes. The first step to build up such models is to determine unambiguously the duration of the main mode of the parametric dependence of the load resistance during which main amount of energy was released. In previous works it has done by making combined estimation of current and resistance values at the local maxima and minima of their parametric dependencies. The value of the first mode duration was chosen after finding all it possible variants by selecting such variant for which the value of mode duration did not contradict to the dependencies of the first current and resistance mode duration on the amplitude of the applied voltage. Purpose. This work was dedicated to the development of a suitable method for unambiguous determination of the duration of the first mode of plasma-erosive load resistance when the amplitude of the applied voltage pulse greatly changes. Methodology. Methods of mathematical and functional analysis of the experimental dependencies and their integral functions as well as the analysis of the physical nature of the processes of formation, development and collapse of the plasma channels were used in this work. The method suggested consisted of the following steps. The first one required determining all possible variants of the first mode duration of parametric dependency of the resistance by performing the analysis of those dependency maximums. During the second step the variants that did not match the criterion which required approximate equality of the resistance values at the beginning and at the end of possible variant of the first mode were excluded from all previously defined ones. At the third step integral criteria were used for variants selection. Only those variants were kept for which the relation between the values of energy and charge calculated over the estimated lifetime of the first mode and values of energy and charge which were calculated over the whole duration of the voltage pulse was not less than 90 % and 75 %, respectively and increased with the increasing of the amplitude of the applied voltage. Results. As the result of the conducted research multicriteria technique for determining the duration of the first mode of parametric dependence of plasma erosive load resistance was developed. Practical value. The durations of the first mode of parametric dependency of the plasma-erosive load resistance were calculated by applying the proposed method to the data obtained during the direct experiment. This allows creating an adequate model of such loads. References 9, figures 9.

*Key words:* parametric dependence of the resistance, mode duration, plasma erosive load, multi-criterion method.

### УДК 681.516.32

### В.Н. Шамардина, С.М. Лемешко

# СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРОВ ТЯГОВОЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ МАНЕВРОВОГО ТЕПЛОВОЗА

В роботі розглядається маневровий тепловоз ТЕМ23 з електропередачею змінно-постійного струму і поосним регулюванням сили тяги. Метою роботи є визначення параметрів регуляторів системи автоматичного керування, зокрема регулятора потужності, як найбільш складного при синтезі каналу управління і обмеження тягової потужності дизеля. Методика. Для визначення кривизни нелінійностей використані методи диференціальної геометрії і методи наближення функцій для апроксимації дискретних даних цифрового моделювання, для визначення передавальної функції зворотного зв'язку по потужності системи керування застосовані методи диференціювання функцій, для синтезу регулятора – метод аналітичної настройки на модульний оптимум. Результати. Представлений аналіз основних принципів побудови систем автоматичного управління напругою тягового генератора (ПГ) тепловозів, що експлуатуються, та виявлено їх основні недоліки. Наведена спрощена структура трьохканальної системи керування тягової електропередачі в режимі тяги. Наукова новизна. Запропоновано опис об'єктів керування системи напівмостовий перетворювач збудження – тяговий генератор – несиметрична випрямна установка – тягові електродвигуни (ТЕД) в залежності від фактичного режиму роботи тепловоза. Розраховані основні діапазони змін параметрів генератора і ТЕД в режимі тяги. Практичне значення. Отримано регулятори, що забезпечують запаси по фазі і амплітуді однакові при різних частотах обертання дизеля і струму навантаження електропередачі. Зумовлена перспектива створення робастних регуляторів з розрахованим розкидом параметрів і жорсткості характеристик об'єкта керування. Бібл. 8, табл. 1, рис. 8.

Ключові слова: маневровий тепловоз, електропередача змінно-постійного струму, система автоматичного керування, Ш-регулятор, тяговий синхронний генератор, двигун постійного струму послідовного збудження, навантажувальна характеристика, крива намагнічування.

В работе рассматривается маневровый тепловоз ТЭМ23 с электропередачей переменно-постоянного тока и поосным регулированием силы тяги. Целью работы является определение параметров регуляторов системы автоматического управления, в частности регулятора мощности, как наиболее сложного при синтезе канала управления и ограничения тяговой мощности дизеля. Методика. Для определения кривизны нелинейностей использованы методы дифференциальной геометрии и методы приближения функций для аппроксимации дискретных данных цифрового моделирования, для определения передаточной функции обратной связи по мощности системы управления применены методы дифференцирования функций, для синтеза регулятора – метод аналитической настройки на модульный оптимум. Результаты. Представлен анализ основных принципов построения систем автоматического управления напряжением тягового генератора (ПГ) эксплуатирующихся тепловозов и выявлены их основные недостатки. Приведена упрощенная структура трехканальной системы управления тяговой электропередачи в режиме тяги. Научная новизна. Предложено описание объектов управления системы полумостовой преобразователь возбуждения – тяговый генератор – несимметричная выпрямительная установка – тяговые электродвигатели (ТЭД) в зависимости от фактического режима работы тепловоза. Рассчитаны основные диапазоны изменений параметров генератора и ТЭД в режиме тяги. Практическое значение. Получены регуляторы, обеспечивающие запасы по фазе и амплитуде одинаковые при разных частотах вращения дизеля и токе нагрузки электропередачи. Предопределена перспектива создания робастных регуляторов с рассчитанным разбросом параметров и жесткости характеристик объекта управления. Библ. 8, табл. 1, рис. 8.

Ключевые слова: маневровый тепловоз, электропередача переменно-постоянного тока, система автоматического управления, ПИ-регулятор, тяговый синхронный генератор, двигатель постоянного тока последовательного возбуждения, нагрузочная характеристика, кривая намагничивания.

Введение. За последние 10 лет в странах СНГ и Балтии произведено около 15 видов серийных и опытных маневровых локомотивов различной мощности и назначения. Общая цель таких разработок – расширение линейки тепловозов, в том числе и тепловоза ТЭМ23, направлены они на повышение топливно-энергетических и экономических характеристик в каждом конкретном случае их применения.

Реализация проектов активизировала и разработку новых серий тяговых генераторов (ТГ), имеющих различные жесткости нагрузочных и холостого хода характеристик, постоянные времени обмоток возбуждения, значения реактивностей схемы замещения. Программное обеспечение тиристорных преобразователей возбуждения (ТПВ) или транзисторных ключей регулирования необходимо адаптировать под особенности каждого тепловоза. Нагрузка и частота вращения дизеля изменяются в широких пределах, а объекты управления – ТГ и ТЭД – электрические машины с нелинейными нагрузочными и рабочими характеристиками.

Общепринято, что регуляторы контуров управления в тяговой электропередаче (ТЭП) имеют одинаковые коэффициенты передачи и общую интегральную составляющую (или апериодическую составляющую, работающую на линейном участке). В отличие от цепей питания бортовой сети и собственных нужд тепловоза для целей тягового управления, как правило, технические требования к показателям качества регулирования не регламентируются. Это объясняется относительно большой инерцией изменения частоты вращения дизеля и отбора мощности на ТЭП при смене позиций контроллера машиниста (КМ) или

© В.Н. Шамардина, С.М. Лемешко

изменении режимов работы другими исполнительными органами управления. С другой стороны, переходные процессы в режимах боксования и юза протекают на порядок быстрее, а периодические включения вспомогательных систем и срабатывание контакторов ослабления возбуждения вносят дополнительные динамические возмущения в длительных режимах работы локомотивов. Правильно настроенная система автоматического управления (САУ) позволяет отрабатывать медленно изменяющиеся задающие воздействия и обеспечивать быстродействующий отклик на появление нестационарных аварийных ситуаций и, главное, – устойчивость работы комплекса тягового электрооборудования в целом.

Цель работы – определение передаточной функции САУ объекта управления (ОУ) в различных режимах работы тепловоза ТЭМ23 (испытательный, тяговый и режим электрического торможения (ЭТ)) с регуляторами, синтезированными для каждого канала управления в зависимости от задающих и возмущающих воздействий.

В составе ОУ: ТЭП ТЭМ23 с тиристорным преобразователем возбуждения УТП-250У2, тяговый генератор ГС572У2, выпрямительная установка ВУТГ-3600/800-У2, тяговые двигатели ЭД133КУ1.

Построение структуры САУ ТЭП тепловоза. Система управления электропередачей (рис. 1) реализуется в микропроцессорном блоке регулирования типа БРП. Характеристики ТЭП формируются путем воздействия сигнала управления  $U_{y,TT}$  на преобразователь ТПВ. В тяговом режиме САУ имеет три основных контура: тока (2), мощности (1) и напряжения (3) ТГ. В контурах регулирования сигнал обратной связи (ОС)  $U_{os.W}$  (I,U) по регулируемой координате сравнивается с сигналом задания  $U_{z.W}$  (I,U). Сигналы рассогласования проходят через блок выделения минимального значения MIN, задающий необходимую последовательность работы контуров при изменении тока и напряжения нагрузки.

Сформированный на выходе регулятора сигнал управления подается на преобразователь ТПВ, при увеличении сигнала ОС уменьшается ток возбуждения, САУ поддерживает постоянное значение регулируемой координаты в соответствии с заданием.

В поездном режиме САУ обеспечивает на выходе выпрямительных установок ТВ гиперболические внешние характеристики ТГ с ограничением максимального напряжения и пускового тока (рис. 2) с учетом сигнала о свободной мощности или загрузке дизеля (при наличии), получаемого от электронной управляющей системы дизеля.

Особенности формирования сигналов заданий, обратных связей, дополнительных каналов управления, защитных функций и характеристик в режиме ЭТ приведены в [1, 3, 5], а современные принципы построения регуляторов – в [6].

Синтез канала мощности САУ. Математическое описание ТГ и ТЭД для отдельных режимов работы тепловоза представлены в [4]. Управление напряжением и током осуществляется в параллельных однонаправленных контурах. При синтезе аналитически рассчитанного регулятора контура мощности необходимо учитывать, что на определенной позиции КМ можно определить диапазон изменения нагрузки в канале мощности, как минимум, по двум точкам: в точке перехода от работы канала тока на канал мощности (т.1) и в точке смены канала мощности на канал напряжения (т.3). С другой стороны, настройка регулятора с требуемыми показателями регулирования должна быть обеспечена именно в длительном режиме работы тепловоза (т.2), т.е. при работе канала мощности ТГ (рис. 2).



Рис. 1. Функциональная схема системы автоматического управления тяговой электропередачи тепловоза. Условные обозначения: G1 – тяговый генератор, ТВ – тяговые выпрямительные установки, ТПВ – тиристорный преобразователь возбуждения, ДН – датчик напряжения, ДТ1...ДТ4 – датчики тока, М1...М4 – тяговые электродвигатели, ПИ-РМ – регулятор мощности (тока, напряжения и других контролируемых координат), ФП – функциональный преобразователь, Ф<sub>T</sub>, Ф<sub>H</sub> – аппаратные фильтры, ZI – задатчик плавного нарастания пускового тока. Сигналы: I<sub>M1</sub>...I<sub>M4</sub> – тока якоря M1...M4, U<sub>G</sub> – выпрямленного напряжения G1, f – частоты напряжения G1, U<sub>Y,G1</sub> – управления возбуждением G1 (остальные сигналы приведены по тексту)



Рис. 2. Внешние характеристики ТГ на 1-ой и 8-ой позиции контроллера машиниста

Целесообразно определить передаточную функцию ОС  $W_{os,W}$  по мощности ТГ, выразив ток ТЭД через напряжение ТГ. В результате структурная схема будет иметь вид, аналогичный другим контурам (рис. 3).



Рис. 3. Определение ОС по мощности ТГ

Сигнал ОС по мощности:

$$U_{os.W} = K_W \sqrt{U_G \cdot I_M}$$

где  $K_W$  – коэффициент приведения гиперболической характеристики мощности к сигналу ОС в относительных единицах (о.е.).

Находим далее

$$dU_{os,W} = \frac{K_W}{2\sqrt{U_G \cdot I_M}} \cdot (I_M dU_G + U_G dI_M) =$$
  
=  $\frac{K_W}{2} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{R_m}} \cdot dU_G + \sqrt{R_m} dI_M\right).$  (1)

При нагрузке на ТЭД имеем:

$$dI_M = dU_G / (R_m / \chi_u)$$

или

$$\Delta I_M \approx \Delta U_G / (R_m / \chi_u).$$

коэффициент  $\chi_u$  учитывает нелинейность вольтамперной характеристики ТЭД  $U_G = \varphi(I_M)$  при v = const и может быть определен из соотношения

$$\begin{split} \frac{1}{\chi_u} &= \frac{dU_G}{dI_M} \cdot \frac{I_M}{U_G} = \left(\frac{dE_M}{dI_M} + R_d\right) \cdot \frac{I_M}{U_G} = \\ &= \left(\frac{dE_M}{dI_M} \cdot \frac{I_M}{E_M}\right) \cdot \frac{E_M}{U_G} + \frac{R_d}{R_m} = \\ &= \frac{U_G - I_M R_d}{U_G} \left/ \left(\frac{dI_M}{dE_M} \cdot \frac{E_M}{I_M}\right) + \frac{R_d}{R_m} = \\ &= \left(1 - \frac{R_d}{R_m}\right) \left/ \chi_{\mathcal{O}} + \frac{R_d}{R_m}, \end{split}$$

где  $\chi_{\phi}$  – коэффициент, учитывающий нелинейность характеристики  $E_M = \varphi(I_M)$  или  $E/n = \varphi(I_M)$ ,  $R_d$  – сопротивление обмоток якорной цепи ТЭД,  $R_m$  – сопротивление, определяемое по внешней характеристике ТГ по соотношению:  $U_G/I_M$ .

$$\chi_{u} = \chi_{\Phi} / [1 + (\chi_{\Phi} - 1) \cdot R_{d} / R_{m}].$$
(2)  
С учётом индуктивности обмоток ТЭД:  
$$\Delta U_{G} \approx \Delta I_{M} \cdot [R_{m} / \chi_{u} + (L_{a} + L_{f(i)} / \chi_{\Phi})p] =$$
$$= \Delta I_{M} R_{m} / \chi_{u} (1 + T_{l}p),$$

или

 $\Delta I$ 

$$M \approx \Delta U_G / [R_m / \chi_u (l + T_l)p], \qquad (3)$$

$$I_l = \chi_u \left( L_a + L_{f(i)} / \chi_{\varPhi} \right) / R_m , \qquad (4)$$

$$L_{f(i)} = L_{f0} \left( \frac{E/n}{I_M} \right)_i / \left( \frac{E/n}{I_M} \right)_n, \qquad (5)$$

где E/n,  $I_M$  – определяются по нагрузочным характеристикам ТЭД.  $L_{f0}$  – индуктивность главных полюсов ТЭД на линейном участке характеристики  $E/n = \varphi(I_M)$ .

После перехода к приращениям  $\Delta$ , подстановки (5) в (3) и учёта фильтра  $\Phi_1$  получим передаточную функцию

$$\begin{split} W_{os,W} &= \frac{\Delta U_{os,W}(p)}{\Delta U_G(p)} \approx \\ &\approx \frac{K_W}{2\sqrt{R_m}} \left( 1 + \frac{\chi_u}{1 + T_l p} \right) \frac{1}{1 + T_{f1} p} =, \quad (6) \\ &= K_{os,W} \frac{1 + T_l p}{1 + T_l p} \cdot \frac{1}{1 + T_{f1} p}, \end{split}$$

$$T_{l}^{'} = T_{l} / (1 + \chi_{u}), \tag{7}$$

$$K_{os.W} = \frac{K_W(1+\chi_u)}{2\sqrt{R_m}}.$$
(8)

С учетом ранее полученной системы уравнений, описывающей ТГ [4], приведем схему канала мощности САУ (рис.4).



Рис. 4. Структурная схема канала мощности ТГ

Синтез регуляторов ТЭП в тяговом режиме работы тепловоза. В исследуемом тепловозе в соответствии с техническим заданием реализована

ISSN 2074-272X. Електротехніка і Електромеханіка. 2016. №4(1)

функция поосного регулирования тягового усилия, ТЭД имеют индивидуальные несимметричные мостовые преобразователи. Системы управления ТЭД действуют в режимах боксования и юза, а также в режиме тяги при появлении признаков развития нестационарных процессов. В статье рассматривается приоритетная задача регулирования – управление системой возбуждения ТГ с целью организации группового влияния на ТЭД и обеспечения необходимых тяговотормозных характеристик тепловоза.

Применение стандартных регуляторов, предварительно не «привязанных» к объекту управления и не учитывающих его особенностей, приводит в некоторых случаях к колебательному характеру динамических режимов ТЭП, при включении и отключении нагрузок собственных нужд – асинхронных моторвентиляторов, питаемых от статорной обмотки ТГ.

Как пример: при наладочных испытаниях магистральных тепловозов 2ТЭ116УД и 2ТЭ116УР с типовыми параметрами регуляторов САУ возникла колебательность тока возбуждения, и, соответственно, характеристик поддержания напряжения, токов и мощности в условиях обеспечения внешней характеристики ТГ, являющейся базовой при реализации тяговых усилий тепловозов. Это происходит потому, что САУ в различных режимах работы ТЭП обеспечивает неодинаковый запас устойчивости по амплитуде и фазе, как следствие, изменяются и показатели качества регулирования (перерегулирование и время регулирования).

В микропроцессорных САУ типа УСТА или МСУ-ТП для ТЭП тепловозов изменение тока возбуждения возбудителя ТГ обеспечивается программными средствами с темпом, определяемым абсолютным рассогласованием между текущим и заданным напряжением ТГ [2, 3]. Фактически при таком управлении отсутствует коррекция статических и динамических характеристик САУ за счет напряжения ТГ при изменении возмущающих воздействий и не обеспечивается постоянство запаса устойчивости системы.

При большом перерегулировании снижается экономичность дизель-генераторной установки (ДГУ) в неустановившихся режимах работы и проявляется склонность тепловоза к боксованию на малых и средних скоростях движения. Кроме того, происходит срабатывание защит и необоснованные разборки электрической схемы, требующие дополнительных операций с силовой частью ТЭП при эксплуатации. Введение в САУ гибкой ОС, охватывающей малоинерционный контур, не оказывает заметного влияния на качество работы.

До недавнего времени проверка настройки регуляторов и систем электропередач осуществлялась по расчетным логарифмическим частотным характеристикам разомкнутых САУ с определением запаса устойчивости по фазе.

Сложность синтеза регуляторов связана с нелинейными зависимостями статических характеристик и изменяющимися в широких пределах коэффициентах передачи ОУ. Математическое описание ТГ и ТЭД [4] предполагает изменение передаточных функций ОУ от задающего воздействия – частоты вращения вала дизеля (частоты напряжения ТГ) и возмущения – тока нагрузки ТЭД.

Предлагается корректировать управление в зависимости от состояния электромеханической системы тепловоза, оснастить регулятор изменяемым набором требуемых коэффициентов передачи и интегральных составляющих для каждого контура управления и режима работы с возможностью выбора набора параметров регулятора по дискретным признакам, дополнительно формируемым САУ.

Большинство программно и аппаратно реализуемых защит в тепловозах настраивается на предельные пороги на уровне +10 % от максимального значения контролируемого параметра, поэтому в качестве базовой настройки регуляторов предлагается использовать модульный оптимум.

В диапазоне изменения мощности (т.е. соответствующих величин напряжения и тока на внешней характеристике ТГ) зададим рабочий диапазон некоторых параметров и координат, используемых в математическом описании ОУ (табл. 1). На рис. 5 приведены экспериментальные нагрузочные характеристики для определения коэффициента реакции якоря и коэффициента усиления ТГ. График изменения жесткости нагрузочной характеристики ТЭД представлен на рис. 6.

Таблица 1

Диапазон изменения параметров ТЭП

	-		
Параметры	Значение (а.е.)		
ТЭП	min	max	
Тяговый генератор ГС572			
Частота вращения ДГУ <i>n<sub>D</sub></i> , об/мин	350	1000	
Частота напряжения f, Гц	35	100	
Коэффициент р.я. <i>К<sub>ar</sub></i>	1	3,33	
Постоянная времени обмотки возбу-	0.24	1.07	
ждения T <i>f</i> , с	0,24	1,07	
Тяговый электродвигатель ЭД133			
Выпрямленный ток ТЭД I <sub>M</sub> , А	175	1030	
Коэффициент жесткости $\chi_{\phi}$	1,196	2,866	
Сопротивление нагрузки $R_M$ , А	0,19	1,07	
Индуктивность <i>L<sub>f</sub></i> , мГн	1,68	15,24	



Рассчитанные значения коэффициента передачи  $K_{u,W}$  и интегральной составляющей  $T_{int,W}$  регулятора для коррекции управления в зависимости от точки нахождения электрических параметров на внешней характеристике ТГ в тяговом режиме работы тепловоза представлены в графическом виде (рис. 7, 8).



Рис. 6. Интерполяция жесткости кривой намагничивания ТЭД ЭД133 в диапазоне токов с использованием кубического сплайна



Рис. 7. Область значений коэффициента передачи регулятора мощности САУ



Рис. 8. Область значений интегральной составляющей регулятора мощности САУ

### Выводы.

1. Выполнен анализ существующих САУ современных электропередач и определены их принципиальные недостатки. 2. Для маневрового тепловоза ТЭМ23 выполнено описание структуры ТЭП с параллельными контурами САУ, обеспечивающими внешнюю гиперболическую характеристику ТГ, позволившее определить:

• фактическое изменение показателей качества регулирования, в том числе до значений, выходящих за диапазон величин, оговариваемых в технической документации;

• условия появления автоколебательных процессов;

• срабатывание защит электроприводов собственных нужд при питании от фаз ТГ в случаях автоматического или ручного их включения/ выключения.

3. Синтезированы передаточные функции ТГ и ОС по мощности в канале управления мощностью тепловоза в режиме тяги ТЭП;

4. Получено математическое описание с учетом изменения параметров ОУ при различных условиях:

• набор позиций контроллером КМ и изменение частоты линейного напряжения ТГ;

• изменение нагрузки вследствие реакции якоря тягового синхронного генератора;

• изменение жесткости вольт-амперных и скоростных характеристик ТЭД.

5. Определена область значений параметров ПИрегулятора мощности, обеспечивающих показатели качества регулирования близкие к настройке на модульный оптимум.

6. Анализ полученных результатов дает основание считать целесообразным в дальнейшем выполнить разработку робастной САУ для получения практически одинаковых показателей качества регулирования по всем координатам ТЭП (напряжение, ток, мощность, ток возбуждения ТГ, ток возбуждения и тормозной ток ТЭД, тормозное усилие, скорость и др.).

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

*I.* Логинова Е.Ю. Электрическое оборудование локомотивов: учебник. – М.: ФБГОУ «Учебно-методический центр по образованию на железнодорожном транспорте», 2014. – 576 с.

2. Космодамианский А.С., Аксаков А.Р. Микропроцессорная автоматическая система регулирования напряжения тягового генератора тепловоза [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.rusnauka.com/SND/ Tecnic/4 kosmodamianskiy%20a.s..doc.htm.

3. Луков Н.М., Космодамианский А.С. Автоматические системы управления локомотивов: учебник для вузов ж.-д. транспорта. – М.: ГОУ «Учебно-методический центр по образованию на железнодорожном транспорте», 2007. – 429 с.

4. Шамардина В.Н., Лемешко С.М. Повышение противобоксовочных свойств маневрового тепловоза средствами группового управления двигателями тяговой электропередачи // Зб. Наук. праць XVII Міжн. наук.-техн. конф. у м. Кременчук 17-19 травня 2016 р. Проблеми енергоресурсозбереження в електротехн. системах. Наука, освіта і практика. – Кременчук: КрНУ, 2016. – Вип. 1/2016 (4). – 119-122 с. 5. Колесник И.К., Кузнецов Т.Ф., Липовка В.И. и др. Элек-

тропередачи тепловозов на переменно-постоянном токе. – М.: ИКЦ «Академ-книга», 2005. – 156 с.

6. Анучин А.С. Системы управления электроприводов: учебник для вузов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2015. – 373 с.

7. Perelmuter V.M. Electrotechnical Systems. Simulation with Simulink and SimPowerSystems. – Boca Raton, Florida, USA: CRC Press, 2012. – 450 p.

**8.** Mrugowsky H. Drehstrommaschinen im Inselbetrieb. Modellbildung – Parametrierung – Simulation. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2013, 250 p. doi: 10.1007/978-3-658-08990-0.

#### REFERENCES

*I.* Loginova E.Iu. *Elektricheskoe oborudovanie lokomotivov: uchebnik* [Electrical equipment of locomotives: a textbook]. Moscow, FBGOU «Training Center on Education for rail transport» Publ., 2014. 576 p. (Rus).

 Kosmodamianskii A.S., Aksakov A.R. Mikroprotsessornaia avtomaticheskaia sistema regulirovaniia napriazheniia tiagovogo generatora teplovoza (Microprocessor automatic control system of diesel locomotive traction alternator voltage) Available at: <u>http://www.rusnauka.com/SND/Tecnic/ 4\_kosmodamianskiy%20a.s..doc.htm</u> (accessed 14 March 2016).
 Lukov N.M., Kosmodamianskii A.S. Avtomaticheskie sistemy upravleniia lokomotivov: uchebnik dlia vuzov zh.-d. transporta [Automatic control system of locomotives: a textbook for high schools of railway transport]. Moscow, GOU «Training Center on Education for rail transport» Publ., 2007. 429 p. (Rus).

**4.** Shamardina V.N., Lemeshko S.M. Povyshenie protivoboksovochnykh svoistv manevrovogo teplovoza sredstvami gruppovogo upravleniia dvigateliami tiagovoi elektroperedachi [Improvement of anti-skid properties of a switching diesel locomotive by means of group control of electric power transmission traction]. Zbirnyk naukovyh prac' XVII Mizhnarodnoi' nauk.-tehn. konf. Problemy energoresursozberezhennja v elektrotehn. systemah. Nauka, osvita i praktyka [Conf. proceedings of the 17th Int. conf. Problems of energy and resource saving in electrical systems. Science, education and practice]. Kremenchuk, KrNU, 2016, no.1/2016 (4), pp. 119-122. (Rus).

5. Kolesnik I.K., Kuznetsov T.F., Lipovka V.I. *Elektroperedachi teplovozov na peremenno-postoiannom toke* [AC/DC transmission of diesel-electric locomotives]. Moscow, «Akademkniga» Publ., 2005. 156 p.

**6.** Anuchin A.S. *Sistemy upravleniia elektroprivodov: uchebnik dlia vuzov* [Control systems of electric drives: high school textbook]. Moscow, Publishing House of MEI, 2015. 408 p. (Rus).

7. Perelmuter V.M. *Electrotechnical Systems. Simulation with Simulink and SimPowerSystems.* Boca Raton, Florida, USA, CRC Press Publ., 2012. 450 p.

8. Mrugowsky H. Drehstrommaschinen im Inselbetrieb. Modellbildung – Parametrierung – Simulation [Three-phase machines in stand-alone power system. Modelling – parameterization – simulation]. Wiesbaden, Springer Publ., 2013. 250 p. doi: 10.1007/978-3-658-08990-0.

Поступила (received) 11.06.2016

Шамардина Вера Николаевна<sup>1</sup>, к.т.н., проф.,

Лемешко Сергей Михайлович<sup>2</sup>, ст. научн. сотр.,

<sup>1</sup> Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт» 61002, Харьков, ул. Кирпичева, 21,

тел/phone +38 057 7076974,

e-mail: shamardina@kpi.kharkov.ua

<sup>2</sup>ГП «Завод «Электротяжмаш»,

61089, Харьков, пр. Московский, 299,

тел/phone +38 066 3618588, e-mail: sergii.lemeshko@i.ua

V.N. Shamardina<sup>1</sup>, S.M. Lemeshko<sup>2</sup>

<sup>1</sup> National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,

21, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

<sup>2</sup> SE Plant Electrotyazhmash,

299, Moskovsky Ave., Kharkiv, 61089, Ukraine.

Synthesis of traction power controllers of a shunting locomotive.

In this work the switching diesel locomotive TEM23 with AC/DC electric power transmission and system of each axle regulation is considered. Purpose. The aim of this work is to define regulation parameters of the automatic control system and to define power controller in particular, as the most complex element in the synthesis of the control channel which limits tractive power of a diesel engine. Methodology. Methods of differential geometry and approximation methods for approximating the functions of discrete data digital modeling are used to determine the curvature of nonlinearities. Method of differentiation of functions is applied to determine the transfer function of the feedback of power control system. To determine the synthesis of the regulator – the analytical method to configure a modular optimum is used. Results. The analysis of the basic principles of automatic voltage control systems of traction generator (TG) of working locomotives is reproduced. Their main weaknesses are identified. Simplified structure of the three-channel traction power control system in the traction mode is shown. Originality. A description of components of traction drive depending on the actual mode of operation of the locomotive is proposed. The system includes half-bridge excitation converter, traction synchronous generator, asymmetric rectifier, series DC motor. Basic ranges of changing parameters of the generator and traction motors in the traction mode are calculated. Practical value. Regulators for ensuring reserves for phase and amplitude, which is the same with different rotation of a diesel engine and power load, are obtained. The prospects of robust controllers with the calculated coefficient of variation and the stiffness characteristics of the control object are predetermined. References 8, tables 1, figures 8.

*Key words:* diesel-electric switching locomotive, AC/DC traction drive, automatic control system, PI controller, traction synchronous generator, series DC motor, load characteristic, magnetization curve.