

## 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(2) 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 II

# **3MICT**

## Прилади та пристрої силової електроніки

Бондаренко О.Ф., Сафронов, П.С., Бондаренко Ю.В., Калошин О.О. Залежність надійності роботи	
перетворювача для контактного мікрозварювання з модульною структурою від кількості модулів та умов	
функціонування	. 4
Каневски М. Взаимодействие токоприемников и контактной сети с точки зрения технических характеристик полсистемы «Энергия»	9
Клочко Н.П., Хрипунов Г.С., Клєпікова К.С., Копач В.Р., Лук'янова О.В., Волкова Н.Д., Корсун В.Є., Любов В.М., Кириченко М.В. Формування сонячного елемента з наноструктурованим шаром ZnO, сенсибілізованим квантовими точками SnS	16
Клочко Н.П., Хрипунов Г.С., Лук'янова О.В., Копач В.Р., Волкова Н.Д., Корсун В.Є., Любов В.М., Кириченко М.В., Харченко М.М. Створення тонкоплівкової композиції для нової конструкції сонячного	
елементу з кестеритним базовим шаром	21
Колосов В.И., Васечко Е.В. DC-DC преобразователь двухступенчатой структуры для передачи энергии солнечной батареи в сеть переменного тока	26
Колпаков А.И., Мысак Т.В., Полишук С.И. Належность силовых молулей в предельных усповиях	
эксплуатании	32
Електромагнітна сумісність і якість електроенергії	
Бялонь А., Фурман Ю. Влияние резонансов в контактной сети на допускаемые параметры помех	38
Волков И.В., Стяжкин В.П., Зайченко О.А. Повышение электромагнитной совместимости системы	
полупроводниковый регулятор тока – электромагнитный сепаратор роторного типа	43
Гурін В.К., Павловський В.О., Юрченко О.М., Юрченко М.М. Підвищення ефективності засобів	
поліпшення електромагнітної сумісності у системах електроживлення з високочастотними транзисторними	40
перетворювачами	4ð
жаркін А.Ф., повський Б.О., пазеев А.І. дослідження гармонічного складу струмів в точці приєднання	53
жих <b>А К Жук Л А Криворунко Л В</b> Фильтрокомпенсирующее устройство с нивотно-импульсным	33
перетированием реакторного компенсатора	59
Колиушко Л.Г., Котляров В.О. О применении мобильных роботов при лиагностике заземляющих	
у стройств объектов электроэнергетики.	67
Комаров М.С., Спірін В.М., Губаревич В.М., Подейко П.П., Маруня Ю.В. Оптимізація електромагнітних	
вузлів – реакторів з різними матеріалами осердь для активних коректорів форми струму	71
Павлов Г.В., Винниченко И.Л., Обрубов А.В., Покровский М.В. Математическая модель преобразователя	
частоты на основе резонансного инвертора с нелинейным регулированием	75
Сокол Е.И., Замаруев В.В., Ивахно В.В., Бутова О.А., Войтович Ю.С. Новый бестрансформаторный	
многопульсный выпрямитель с электронным сдвигом фаз	81

Шидловський А.К., Жаркін А.Ф., Новський В.О., Малахатка Д.О. Принципи побудови гібридних	
фільтрокомпенсуючих пристроїв для низьковольтних електричних мереж з нелінійними та змінними	
навантаженнями	93
Щербак Я.В., Ивакина Е.Я. Повышение электромагнитной совместимости тяговой подстанции	
постоянного тока с питающей и контактной сетями	101
Ягуп В.Г., Ягуп Е.В. Анализ режима системы электроснабжения с силовым активным фильтром	
по оптимизационным алгоритмам	105
Андриенко П.Д., Немыкина О.В., Андриенко Д.С. Электромагнитная совместимость систем питания	
кранов с частотно-регулируемым приводом	109

# TABLE OF CONTENTS

## Instruments and Power Electronics Devices

Bondarenko O.F., Safronov, P.S., Bondarenko Yu.V., Kaloshyn O.O. The dependency of operational reliability of converter for micro resistance welding with modular structure on modules number and operational conditions	′ 4
Kaniewski M. Interaction of current collectors and contact network in terms of technical characteristics of the subsystem <i>«</i> Energy»	0
Klochko N.P., Khrypunov G.S., Klepikova K.S., Kopach V.R., Lukianova O.V., Volkova N.D., Korsun V.E.,	)
Lyubov V.M., Kyrychenko M.V. Development of a solar cell with nanostructured ZnO layer sensitized by SnS	16
Quantum dots	10
Kjochko N.P., Knrypunov G.S., Lukianova O.V., Kopach V.K., Volkova N.D., Korsun V.E., Lyubov V.M., Kyrychenko M.V., Kharchenko M.M. Creation of thin film composition for a new design of solar cells with	
kesterite base layer	21
Kolosov V.I., Vasechko E.V. DC-DC converter a two-stage structure for grid-connected PV system	26
Kolpakov A.I, Mysak T.V, Polischuk S.I. Reliability of semiconductor power modules in harsh working conditions	32
Electromagnetic Compatibility and Power Quality	
Białoń A., Furman J. Influence of resonances in the contact network on the permissible parameters of interference	38
<b>Volkov I.V., Stiazhkin V.P., Zaichenko O.A.</b> EMC increasing of the semiconductor current regulator – rotor type	13
Curin V K Paylovskyi V O Vurshanka O M Vurshanka M M Improving the afficiency of means of EMC	43
improving of power systems with high frequency transistor converters	18
<b>Tharkin A F</b> Novelvi V A <b>Parvovov A C</b> Study of harmonic currents in connection point static thuristor	40
compensator of reactive power to power system	53
<b>Zhuk A K. Zhuk D A. Krywaruchka D V.</b> Adjustable power line conditioner with DWM controlled reactive	55
compensator	50
Kaliushka D.C. Kathyaray V.O. On mabile rabate application to diagnostics of grounding devices of power	39
angineering facilities	67
Komarov M.S., Spirin V.M., Hubarevich V.M., Podeico P.P., Maruna Y.V. Optimization of electromagnetic	07
units - reactors with different core materials for the active correctors of the current form	71
Pavlov G.V., Vinnichenko I.L., Obrubov A.V., Pokrovskiy M.V. Mathematical model of frequency converter	
based on the resonant inverter with nonlinear control	75
Sokol Y.I., Zamaruiev V.V., Ivakhno V.V., Butova O.A., Voytovich Yu.S. A novel multipulse rectifier with	
electronic phase shifting	81
Furman J., Bialoń A. Varistors for protection against overvoltage catenary 3kV DC	87
Shydlovskyi A.K., Zharkin A.F., Novskyi V.O., Malakhatka D.O. Design concept of hybrid filtering compensating	
devices for using in low-voltage electrical networks with nonlinear and variable loads	93
Shcherbak Ya.V., Ivakina K.Ya. Improving of power quality of DC traction substations in closed structures	. 101
Yagup V.G, Yagup K.V. Analysis mode power supply systems with power active filter according	
to the optimization algorithm	. 105
Andrienko P.D., Nemykina O.V., Andrienko D.S. Electromagnetic compatibility of systems supply cranes	
with variable frequency drive	. 109
1 J	

### 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: 621.311.6

О.Ф. Бондаренко, П.С. Сафронов, Ю.В. Бондаренко, О.О. Калошин

### ЗАЛЕЖНІСТЬ НАДІЙНОСТІ РОБОТИ ПЕРЕТВОРЮВАЧА Для контактного мікрозварювання з модульною структурою від кількості модулів та умов функціонування

З метою встановлення залежності надійності роботи транзисторного перетворювача для контактного мікрозварювання з модульною структурою від кількості уніфікованих модулів та умов функціонування проведено розрахунок імовірності безвідмовної роботи силової частини перетворювача без урахування та з урахуванням нерівномірності завантаженості модулів в часі при формуванні зварювальних імпульсів різної форми. Побудовано графічні залежності ймовірності безвідмовної роботи перетворювача від кількості модулів, потужності та форми зварювального імпульсу. Отримані результати можуть бути використані при розробці структури перетворювача на етапі його проектування. Бібл. 10, табл. 1, рис. 5.

*Ключові слова:* транзисторний перетворювач; модульна структура; надійність роботи; відмова; імовірність безвідмовної роботи; надлишковість; контактне мікрозварювання.

С целью установления зависимости надежности работы транзисторного преобразователя для контактной микросварки с модульной структурой от количества унифицированных модулей и условий функционирования проведен расчет вероятности безотказной работы силовой части преобразователя без учета и с учетом неравномерности загруженности модулей во времени при формировании сварочных импульсов различной формы. Построены графические зависимости вероятности безотказной работы преобразователя от количества модулей, мощности и формы сварочного импульса. Полученные результаты могут быть использованы при разработке структуры преобразователя на этапе его проектирования. Библ. 10, табл. 1, рис. 5.

Ключевые слова: транзисторный преобразователь; модульная структура; надежность работы; отказ; вероятность безотказной работы; избыточность; контактная микросварка.

Вступ. Однією з найбільш важливих експлуатаційних характеристик будь-якого електронного пристрою є надійність його роботи.

Надійність є комплексним поняттям, що включає багато різних складових. В деяких випадках оцінка надійності може бути доволі складною і потребує тривалих спостережень за показниками роботи пристрою та індивідуальних підходів до розрахунків [1, 2].

Дуже важливою є попередня оцінка надійності роботи пристрою на етапі його проектування [3]. Зазвичай при проектуванні надійність оцінюється шляхом розрахунку ймовірності безвідмовної роботи пристрою протягом певного проміжку часу [4, 5].

Правильна оцінка надійності роботи є особливо критичною для складного електронного обладнання відповідального призначення, що зазвичай має унікальну схемотехніку та високу вартість. До такого типу обладнання відноситься й джерело живлення для контактного мікрозварювання на основі транзисторного перетворювача з модульною структурою [6], який є предметом дослідження в даній роботі.

Постановка задачі. Досліджуваний перетворювач є однією з основних складових джерела живлення постійного струму для контактного мікрозварювання (рис. 1) [6, 7]. Він здійснює прецизійне регулювання зварювального струму відповідно до еталонного сигналу спеціальної форми для забезпечення зварювання високої якості.

Силова частина перетворювача складається з кількох уніфікованих транзисторних модулів (комірок), з'єднаних паралельно. Кількість комірок визначається необхідною потужністю зварювальних імпульсів, яка, в свою чергу, залежить від конкретних умов зварювання (зварюваних матеріалів та товщини деталей). Кожна комірка містить простий понижувальний перетворювач з імпульсним керуванням (VT1, VT3, L1 на рис. 1) та ще один перетворювач, керований в лінійному режимі (VT2, VT4 на рис. 1). Перший забезпечує приблизний рівень струму в навантаженні, тоді як другий корегує його відповідно до еталонного сигналу [6, 7].



Рис. 1. Схема досліджуваного перетворювача

© О.Ф. Бондаренко, П.С. Сафронов, Ю.В. Бондаренко, О.О. Калошин



Рис. 2. Форма зварювального імпульсу

Форма зварювального імпульсу, що генерує перетворювач, в загальному вигляді наведена на рис. 2. Імпульс має пласку вершину та фронт і спад, що змінюються за ступеневими законами [6, 7]. Високоточне регулювання зварювального струму є необхідним саме на інтервалах фронту і спаду, оскільки вони відповідають найбільш критичним фазам формування зварювальних з'єднань [6, 7]. При цьому системою керування може контролюватись форма струму, напруги або потужності в залежності від конкретного типу технологічного процесу.

Треба відзначити, що комірки перетворювача контролюються індивідуально і вступають в роботу не одночасно, а поступово, одна за одною, по мірі наростання еталонного сигналу. Система керування перетворювача побудована таким чином, що при виході з ладу будь-якої комірки в роботу автоматично вступає наступна і продовжує формувати струм в навантаженні.

В попередніх роботах авторів [6, 7] шляхом обчислень та моделювання було доведено, що збільшення кількості комірок в структурі перетворювача сприяє підвищенню точності регулювання струму та енергоефективності пристрою. Проте вплив збільшення кількості комірок на надійність його функціонування, не було досліджено.

В [8] було показано, що особливості техпроцесу та описаний спосіб побудови та керування перетворювача роблять його структуру послідовною з точки зору надійності, бо відмова навіть однієї комірки не дає змоги сформувати імпульс із заданими параметрами, оскільки струм не перерозподіляється між робочими комірками, а обмежується системою керування на певному максимальному рівні.

В [8] також було проведено початковий розрахунок імовірності безвідмовної роботи силової частини перетворювача протягом заданого часу при фіксованій кількості комірок та без урахування деяких умов функціонування пристрою. Дана робота є продовженням [8] і має завданням встановлення залежностей імовірності безвідмовної роботи силової частини перетворювача від кількості комірок та умов функціонування.

Результати досліджень. Відомо, що точність роботи перетворювача та його енергоефективність покращуються при формуванні зварювального імпульсу більшою кількістю комірок. У зв'язку з цим представляє інтерес залежність надійності функціонування перетворювача від кількості комірок у ньому. В

якості показника надійності буде розглянуто ймовірність безвідмовної роботи перетворювача протягом 100 000 годин [8]. При цьому мова буде йти лише про силову частину перетворювача.

Імовірність безвідмовної роботи однієї комірки перетворювача  $P_{cell}(T)$ , як послідовної системи з точки зору надійності, розрахуємо за формулою [9]:

$$P_{cell}(T) = \prod_{i=1}^{j} P_{el_i}(T) = \exp\left(-\left(\sum_{i=1}^{j} \lambda_{el_i}\right) \cdot T\right), \quad (1)$$

де  $P_{el}$  – імовірність безвідмовної роботи елемента, що входить до складу комірки; *i* – номер елементу комірки; *j* – кількість елементів у комірці (*j* = 5, див. рис. 1);  $\lambda_{el}$  – інтенсивність відмов елементу комірки (вимірювана в FIT – кількість відмов за 10<sup>9</sup> годин).

Інтенсивність відмов транзисторів VT1–VT4 взято рівною 22 FIT (як для транзистору типу IRF2804) [10]. Інтенсивність відмов дроселя L1 взято рівною 50 FIT [5].

Імовірність безвідмовної роботи силової частини перетворювача P(T) в цілому обчислимо за формулою (без урахування завантаженості за потужністю):

$$P(T) = \prod_{k=1}^{n} P_{cell_k}(T), \qquad (2)$$

де k – номер комірки; n – кількість комірок.

Якщо вважати ймовірність безвідмовної роботи комірок перетворювача однаковою, формула (2) являтиме собою показникову функцію  $y = a^x$ , де x – кількість комірок, a та y – імовірність безвідмовної роботи однієї комірки та системи в цілому відповідно.

Імовірність безвідмовної роботи перетворювача з однією надлишковою коміркою *P*'(*T*):

$$P'(T) = 1 - (1 - P(T)) \cdot (1 - P'_{cell}(T)), \qquad (3)$$

де  $P'_{cell}(T)$  – імовірність безвідмовної роботи надлишкової комірки (взято рівною імовірності безвідмовної роботи основної комірки перетворювача).

На рис. З показано отримані залежності ймовірності безвідмовної роботи системи від кількості комірок в перетворювачі, де цифрою 1 позначено графік залежності для системи без резервування і, відповідно, цифрою 2 – з використанням однієї резервної комірки. Графіки на рис. З мають спадаючий характер, при цьому їх вигин, типовий для показникової функції, є малопомітним в розглянутому діапазоні кількості комірок. Як видно з графіків, введення в систему однієї надлишкової комірки суттєво підвищує її надійність і робить її менш залежною від кількості комірок в перетворювачі.

Необхідно відзначити, що на практиці комірки перетворювача мають різну завантаженість, оскільки вступають в роботу не одночасно, а поступово. Відповідно, комірки, що починають працювати першими, мають більший знос. Для вирівнювання завантаженості комірок в [8] було запропоновано використовувати спеціальний алгоритм керування, сутність якого полягає в зміні порядку введення комірок в роботу при формуванні кожного нового зварювального імпульсу.

Обчислимо імовірність безвідмовної роботи силової частини перетворювача з урахуванням різної завантаженості комірок. При цьому завантаженість



Рис. 3. Залежність імовірності безвідмовної роботи системи від кількості комірок в перетворювачі

комірок врахуємо шляхом введення коефіцієнтів завантаженості:

$$k_{load} = PP_{average} / PP_{rated} , \qquad (4)$$

де *PP<sub>average</sub>*, *PP<sub>rated</sub>* – потужність комірки середня та номінальна відповідно (позначено *PP*, щоб не плутати з *P* – імовірністю безвідмовної роботи).

Параметри формованого імпульсу: номінальна амплітуда – 2500 Вт, номінальна потужність комірки 250 Вт, кількість комірок – 10 шт., тривалість пласкої вершини імпульсу – 2 мс, тривалість фронту та спаду – по 4 мс, закон зміни потужності імпульсу на інтервалах фронту та спаду – квадратичний.

В табл. 1 наведено розраховані числові значення коефіцієнту завантаженості комірок без застосування алгоритму вирівнювання.

На рис. 4 показано отримані залежності імовірності безвідмовної роботи системи від потужності формованого зварювального імпульсу.

числові значення коефіцієнту завантаженості комірок					
Номер	Середня	Коефіцієнт	Імовірність		
комірки	потужність	завантаженості	безвідм. роб.		
1	207,838	0,8310	0,9886		
2	172,906	0,6920	0,9905		
3	150,168	0,6010	0,9917		
4	131,780	0,5270	0,9928		
5	115,906	0,4640	0,9936		
6	101,727	0,4070	0,9944		
7	88,716	0,3550	0,9951		
8	76,827	0,3070	0,9958		
9	65,633	0,2630	0,9964		
10	55,085	0,2200	0,9970		

Таблиця 1 слові значення коефіцієнту завантаженості комірок

На рис. 4 цифрою 1 позначено графік залежності для системи без використання алгоритму вирівнювання завантаженості комірок і, відповідно, цифрою 2 – з використанням згаданого алгоритму. Потужність імпульсу наведена у відносних одиницях – долях відносно номінального амплітудного значення.



Рис. 4. Залежність імовірності безвідмовної роботи системи від потужності формованого імпульсу

Як видно з графіків, застосування алгоритму вирівнювання можна вважати ефективним при формуванні зварювальних імпульсів, амплітуда яких є меншою за номінальну.

Очевидно, що ймовірність безвідмовної роботи перетворювача буде також залежати від форми зварювального імпульсу. На рис. 5 показано графік залежності ймовірності безвідмовної роботи системи від закону зміни потужності зварювального імпульсу (показника ступеню на інтервалі фронту і спаду).





...

Як видно з графіку, ймовірність безвідмовної роботи системи зростає при збільшенні показника ступеню закону зміни потужності на інтервалах фронту і спаду, що пояснюється наближенням форми імпульсу до прямокутної і, відповідно, зменшенням середньої потужності комірок та їх завантаженості.

#### Висновки.

Встановлено залежності ймовірності безвідмовної роботи силової частини транзисторного перетворювача з модульною структурою для контактного мікрозварювання від кількості комірок та умов функціонування, а саме потужності та форми зварювального імпульсу.

Виявлено, що залежність імовірності безвідмовної роботи системи від кількості комірок визначається показниковою функцією і в розглянутому діапазоні кількості комірок (2 – 20) змінюється від 0,9863 до 0,7589. При цьому введення в систему однієї резервної комірки значно підвищує її надійність і робить залежність від кількості комірок несуттєвою.

Аналіз залежності імовірності безвідмовної роботи системи від потужності формованого імпульсу з урахуванням завантаженості комірок за потужністю показав ефективність застосування алгоритму вирівнювання завантаженості при формуванні імпульсів з амплітудою, меншою за номінальну.

Аналіз залежності ймовірності безвідмовної роботи системи від форми зварювального імпульсу показав зростання імовірності при збільшенні показника ступеню закону зміни потужності на інтервалах фронту і спаду.

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

*I.* Y. Song and B. Wang, «Survey on reliability of power electronic systems», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 591–604, 2013. doi: 10.1109/TPEL.2012.2192503.

**2.** M. Rausand and A. Høyland, *System reliability theory: models, statistical methods, and applications,* 2nd ed., John Wiley & Sons, 2004. doi: 10.1002/9780470316900.

3. U.S. DOD, Military Handbook MIL-HDBK-217F, *«Reliability Prediction of Electronic Equipment»*, Washington, DC, Dec. 1991.

4. C. Bailey, T. Tilford, and H. Lu, «Reliability analysis for power electronics modules», *30th International Spring Seminar on Electronics Technology*, pp. 12–17, 2007. doi: 10.1109/ISSE.2007.4432813.

**5.** S. Kaboli and H. Oraee, *Reliability in Power Electronics and Electrical Machines: Industrial Applications and Performance Models.* IGI Global, 2016. doi: 10.4018/978-1-4666-9429-3.

6. Ю. В. Бондаренко, В. М. Сидорець, П. С. Сафронов, та О. Ф. Бондаренко, «Оцінка точності регулювання струму багатокоміркового транзисторного перетворювача з комбінованим керуванням», *Технічна електродинаміка*, по. 2, с. 67–68, 2012.

7. Ю.В. Бондаренко, А.Ф. Бондаренко, П.С. Сафронов, та В.Н. Сидорец, «Оптимизация структуры многоячейкового транзисторного преобразователя», //

*Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, по. 2, с. 16-21, 2012.

**8.** O. F. Bondarenko, I. V. Bondarenko, O. O. Kaloshyn, and P. S. Safronov, «Reliability of multicell-type transistor converter for micro resistance welding,» in *Electronics and Information Technology (EIT), 2016 International Conference on,* 2016, pp. 21–24. doi: 10.1109/ICEAIT.2016.7500983.

9. I. A. Birger, B. F. Shorr, and G. B. Iosilevich, *Strength analysis of machine components: Handbook*, 4-th issue. Moscow: Mashinostroenie, 1993. (Rus.)

*10. Switch and I/O Reliability*, Report, March, 2003, International Rectifier. http://www.irf.com/product-info/reliability/rrhexfet60.pdf.

#### REFERENCES

*I.* Y. Song and B. Wang, «Survey on reliability of power electronic systems», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 591–604, 2013. doi: 10.1109/TPEL.2012.2192503.

**2.** M. Rausand and A. Høyland, *System reliability theory: models, statistical methods, and applications,* 2nd ed., John Wiley & Sons, 2004. doi: 10.1002/9780470316900.

3. U.S. DOD, Military Handbook MIL-HDBK-217F, *«Reliability Prediction of Electronic Equipment»*, Washington, DC, Dec. 1991.

4. C. Bailey, T. Tilford, and H. Lu, «Reliability analysis for power electronics modules», *30th International Spring Seminar* on *Electronics Technology*, pp. 12–17, 2007. doi: 10.1109/ISSE.2007.4432813.

5. S. Kaboli and H. Oraee, *Reliability in Power Electronics and Electrical Machines: Industrial Applications and Performance Models.* IGI Global, 2016. doi: 10.4018/978-1-4666-9429-3.

6. I. V. Bondarenko, V. M. Sydorets, P. S. Safronov, and O. F. Bondarenko, «The evaluation of current regulation accuracy of multicell-type transistor converter with combined control,» *Technical Electrodynamics*, no. 2, pp. 67–68, 2012. (Ukr).

7. Yu. V. Bondarenko, O. F. Bondarenko, P. S. Safronov, V. M. Sydorets, «Optimization of the structure of multicell-type transistor converter,» *Tekhnologiia i konstruirovanie v elektronnoi apparature*, no. 2, pp. 16–21, 2012. (Rus).

**8.** O. F. Bondarenko, I. V. Bondarenko, O. O. Kaloshyn, and P. S. Safronov, «Reliability of multicell-type transistor converter for micro resistance welding,» in *Electronics and Information Technology (EIT), 2016 International Conference on,* 2016, pp. 21–24. doi: 10.1109/ICEAIT.2016.7500983.

9. I. A. Birger, B. F. Shorr, and G. B. Iosilevich, *Strength analysis of machine components: Handbook*, 4-th issue. Moscow: Mashinostroenie, 1993. (Rus).

*10. Switch and I/O Reliability*, Report, March, 2003, International Rectifier. http://www.irf.com/product-info/reliability/rrhexfet60.pdf.

Надійшла (received) 15.06.2016.

Бондаренко Олександр Федорович<sup>1</sup>, к.т.н., доц., Сафронов Павло Сергійович<sup>2</sup>, к.т.н., доц., Бондаренко Юлія Валеріївна<sup>3</sup>, к.т.н., Калошин Олександр Олександрович<sup>3</sup> <sup>1</sup> Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»,

37, пр. Перемоги, Київ, 03056, Україна.

<sup>2</sup> Одеський національний політехнічний університет,

1, пр. Шевченка, Одеса, 65044, Україна.

<sup>3</sup> Донбаський державний технічний університет,

84, пр. Перемоги, Лисичанськ, 93100, Луганська обл., Україна. тел/phone +38 044 2049315, e-mail: bondarenkoaf@gmail.com

# Bondarenko O.F.<sup>1</sup>, Safronov P.S.<sup>2</sup>, Bondarenko Yu.V.<sup>3</sup>, Kaloshyn O.O.<sup>3</sup>

- <sup>1</sup>National Technical University of Ukraine
- «Kyiv Polytechnic Institute»,
- 37, Prospect Peremohy, Kyiv-56, 03056, Ukraine.
- <sup>2</sup>Odessa National Polytechnic University,
- 1, Shevchenko Avenue, Odessa, 65044, Ukraine.
- <sup>3</sup> Donbass State Technical University,

84, Prospect Peremohy, Lysychansk, Lugansk Region, 03056, Ukraine.

#### The dependency of operational reliability of converter for micro resistance welding with modular structure on modules number and operational conditions.

*Aim.* The aim of the work is to find out the dependency of operational reliability of transistor converter for micro resistance welding with modular structure on the number of converter unified modules and operational conditions. *Methodology.* The converter reliability was assessed by calculation of probability of faultless operation of the converter

power circuit. The calculation was done without and with regard of irregularity of modules loading during the time and when they generate welding pulses of different waveforms. The irregularity of modules loading was taken into account by mean of loading factor. Results. The dependencies of probability of faultless operation of the converter on modules number, and power and form of welding pulse were obtained and presented graphically. It was revealed that addition of one redundant module increases the reliability substantially and makes its dependency on modules number insignificant. It was also found out that the algorithm of equalizing modules loadings is efficient if the amplitude of welding pulses is lower than maximal. The analysis of dependency of the converter faultless operation probability on welding pulse form showed that the probability increases when the exponent of power law increases during the rise and fall of the pulse. Originality. The dependencies represented in the work are original. The issue of reliability of a converter of that type was not regarded earlier. Practical value. The obtained results may be used in developing the converter structure on designing stage to choose the optimal number of unified modules. References 10, table 1, figures 5. Key words: transistor converter; modular structure; operational reliability; failure; probability of faultless operation; redundancy; micro resistance welding.

М. Каневски

### ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ ТОКОПРИЕМНИКОВ И КОНТАКТНОЙ СЕТИ С ТОЧКИ ЗРЕНИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОДСИСТЕМЫ «ЭНЕРГИЯ»

Побудова єдиної Європи дозволить з'єднати існуючі національні залізниці в єдину залізничну систему. Тоді можна буде обході поїзд, наприклад, з Варшави до Києва або з Києва до Варшави. Для досягнення цієї мети необхідно визначити мінімальний перелік необхідних параметрів, що відносяться до залізничної системи, і складаються з п'яти підсистем: інфраструктура, енергетика, СЦБ (колійного, бортового обладнання), управління транспортними потоками, технічне обслуговування, телеметричних додатків для пасажирських і вантажних перевезень. Новинкою останнього Розпорядження ЕС [2, 3], опублікованій в 2014 р і повністю реалізований в 2016 році вимоги розроблені для ширини колії 1435 мм, а також для 1520/1524 мм. У пунктах, що описують: енергетичний коефіцієнт корисної дії (максимальний струм повітряної лінії середньої напруги корисно), максимальне бічне відхилення кабелю одного датчика пантографа, середньої контактної сили, динамічну поведінку і якість струму, відстань між струмоприймачів Запропонований метод розрахунку. У ньому також наведено результати розрахунків, проведених на основі прийнятих математичних моделей. Інформація, яка була включена в статті, є практично для народу оцінки проектів на основі яких здійснюсться будівництво, розміщення в експлуатацію, модернізації, оновлення, експлуатації та технічному обслуговуванні системи залізничного транспорту. З огляду на, в статті, і метод розрахунку відносяться до системи електроживлення 3000 В постійного струму, але деякі з них можуть бути використані (наприклад, модель мережевої співпраці trakcyjna - пантографа) до системи електроживлення змінного струму (AC). Бібл. 13, табл. 3, рис. 8. Ключові слова: контактна мережа, струмоприймач, модель системи пантограф - контактна мережа.

Построение единой Европы позволит соединить существующие национальные железные дороги в единую железнодорожную систему. Тогда можно будет обходе поезд, например, из Варшавы в Киев или из Киева в Варшаву. Для достижения этой цели необходимо определить минимальный перечень требуемых параметров, относящихся к железнодорожным системам состоит из пяти подсистем: инфраструктура, энергия, СЦБ (путевым, бортового оборудования), управления транспортными потоками, техническое обслуживание, телематических приложений для пассажирских и грузовых перевозок. Новинкой последнего Распоряжения ЕС [2, 3], опубликованного в 2014 г. и полностью реализованного в 2016 году, требования разработаны для ширины колеи 1435 мм, а также для 1520/1524 мм. В пунктах, описывающих: параметры выполнения системы электропитания (максимальный ток контактной сети, среднее эффективное напряжение), максимальное боковое отклонение контактного провода, габарит пантографа, среднюю контактную силу, динамические характеристики и качество тока расстояние токоприемников предложенный метод расчета. В нем также приведены результаты расчетов, проведенных на основе принятых математических моделей. Информация, которая была включена в статье, являются практически для народа оценки проектов, на основе которых осуществляется строительство, размещение в эксплуатацию, модернизации, обновления, эксплуатации и техническом обслуживании системы железнодорожного транспорта. Учитывая, в статье, и метод расчета относятся к системе электропитания 3000 В постоянного тока, но некоторые из них могут быть использованы (например, модель сетевого сотрудничества trakcyjna - пантографа) к системе электропитания переменного тока (АС). Библ. 13, табл. 3, рис. 8.

Ключевые слова: контактная сеть, токоприемник, модель системы пантограф – контактная сеть.

Вступление. Законодательными актами в Европейском союзе являются директивы (постановления Европейского парламента), решения и распоряжения (принимаемые Европейской комиссией). В этих документах употребляются следующие понятия [1]:

1. «совместимость» – обозначает способность железнодорожной системы предоставить безопасный и непрерывный проезд поездов, соответствующих необходимым ступням эффективности этих линий;

2. «подсистема» – результат структурной или функциональной классификации железной дороги;

3. «составная часть совместимости» – обозначает всякие элементарные части, группы составных частей, субблоки или полные блоки, включенные или включенные в будущем в подсистему, от которых прямо или косвенно зависит железнодорожная система.

Целью Директивы [1] является достигнуть на территории Европейского союза совместимости железнодорожной системы образом будущим в соответствии с правилами директивы. Эти условия касаются проектирования, ввода в эксплуатацию, модернизации, восстановления, эксплуатации и обслуживания, а также профессиональных квалификаций, требованиям охраны здоровья и безопасности сотрудников эксплуатации и обслуживания. Постановление комиссии ЕС № 1301/2014 [2] касается железнодорожных систем для путей номинальной шириной в 1435, 1520, 1524, 1600 и 1668 мм.

Подсистема «Энергия». В соответствии с постановлением Комиссии [2] в состав подсистемы «Энергия» входят: тяговая подстанция, пост секционирования, секция разделения (устройство необходимо для перехода между разными системами электропитания или разными фазами той же системы электропитания), контактная подвеска, изолированный обратный провод.

В состав подсистемы «Энергия» входят также: находящиеся на подвижном составе счетчики энергии и наземная система сбора данных про расход энергии (требования не определены).

Подсистема «Энергия» имеет интерфейсы с другими подсистемами. Через токоприемник она связана с подсистемой «Подвижный состав», через габарит приближения строений – с подсистемой «Инфраструктура», через ERTMS – с подсистемами «Управление», а через два параметра: ток, принимаемый поездом и секции разделения: фаз и систем электропитания связана с подсистемой «Железнодорожное движение».

Единой составной частью в подсистеме «Энергия» является контактная сеть.

Параметры проверки подсистемы «Энергия». Проверка подсистемы Энергия совершается по списку следующих параметров:

1. напряжение и частота,

2. параметры выполнение системы электропитания,

3. нагрузка тока система постоянного тока в стационарных условиях,

4. рекуперативное торможение,

5. координация электрической защиты,

6. гармоника и динамические помехи системы переменного тока,

7. геометрия контактной сети,

8. габарит пантографа,

9. средняя контактная сила,

10. динамические характеристики и качество то-косъема,

11. расстояние между токоприемников на нужды строительства контактной сети,

12. материал контактного провода,

13. секции разделения фаз,

14. секции разделения системы питания,

15. наземная система для сбора данных о потреблении энергии,

16. средства защиты от поражения электрическим током,

17. принципы эксплуатации,

18. правила, касающиеся технического обслуживания,

19. профессиональная квалификация,

20. условия и здоровья и безопасности на рабочем месте

21. проверка подъема контактного провода под опорой.

Когда оцениваем составную часть совместимости контактная сеть в фазе проекта, тогда рассматриваем параметры, указанных в пунктах 3, 7, 9, 10, 11, 12, 21 и в стадии монтажа перед вводом в эксплуатацию или после ввода в эксплуатацию рассматриваем все параметры данные выше.

Способ проверки подсистемы «Энергия».

1. Напряжение и частота.

Постановление Комиссии [2] утверждает, что надо использовать одну из систем питания: 1) переменного тока (AC) 25 кВ 50 Гц или 15 кВ 16.7 Гц, 2) постоянного тока (DC) 3 кВ или 1,5 кВ. Предельное значение напряжения должно соответствовать табл. 1.

Длительность для напряжений между  $U_{\min 1}$  и  $U_{\min 2}$  не может превысить 2 мин а для напряжений между  $U_{\max 1}$  и  $U_{\max 2}$  не может превысить 5 мин.

Напряжение на сборной шине на подстанциях в условиях без напряжения должно быть меньше или равно  $U_{\max 1}$ . В нормальных эксплуатационных условиях напряжение должно удерживаться в  $U_{\max 1} \le U \le U_{\max}$ .

Таблица 1

Система питания	Наименьшее пере-	Самое низкое по-		Самое высокое посто-	Najwyższe
	ходное напряжение	стоянное напряже-	поминальное	янное напряжение	napięcie nietrwałe
	$U_{\min 2}$	ние $U_{\min 1}$	напряжение $O_n$	$U_{\max 1}$	$U_{\rm max2}$
			V		
Постоянный ток	1 000	1 000	1 500	1 800	1 950
(ср. значение)	2 000	2 000	3 000	3 600	3 900
Переменный ток	11,000	12,000	15 000	17 250	18 000
(эффективное	11 000 17 500°	12 000 10 000°	15 000	17230 27500°	18 000
значение)	17 300	19 000	25 000	27 300	29 000

номинальные напряжения и их допускаемые ограничения значения и длительности

#### 2. Эффективность системы электропитания.

Эффективность системы электропитания для данного участка линии определяется на основании трех параметров: а) максимального тока принимаемого поездом, б) коэффициента мощности поезда, в) среднего пригодного напряжения.

Максимальный непрерывный ток согласно [9] для контактного провода можно вычислить на формулы:

$$I_d = \sqrt{\frac{kAS \Delta \mathcal{G}_d}{\rho_{\mathcal{G}}}} \,,$$

где k – коэффициент отдачи тепла; A – цепь линии или провода; S – поперечный профиль линии или провода;  $\Delta g_d$  – допускаемый рост температуры;  $\rho_g$  – резистивность линии или провода в максимальной допускаемой температуре.

В зависимости от расписания движения поездов на данном участке питания, с контактной линии отбирается ток и наступает процесс нагрева контактной линии. В то время, когда ток не отбирается, наступает процесс охлаждения линий до температуры окружающей среды. В том случае допускаемый ток линии  $I_p$  можно определить из соотношения:

$$I_p = I_d \sqrt{\frac{1 - e^{\frac{-t_p}{\alpha_p T}}}{1 - e^{\frac{-t_p}{T}}}}$$

где  $\alpha_p = (t_p / (t_p + t_b)); t_p$  – время прохождения тока;  $t_b$  – время без тока.

Среднее проводное напряжение для пантографа можно вычислить из формулы:

$$U_{\text{średnie użżyteczn}} = \frac{\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{T_i} \int_{0}^{T_i} Up_i \times |Ip_i| \times dt}{\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{T_i} \int_{0}^{T_i} |Ip_i| \times dt}$$

где  $T_i$  – период интегрирования для поезда с номером *i*; п – количество поездов принята во внимание в процессе моделирования и для системы;  $U_{pi}$  – мгновенное среднее значение на пантографе поезда *i*;  $|I_{pi}|$  – модуль мгновенного среднего значения тока протекающего через пантограф поезда *i*.

Для вычислений полезно для среднего проводного напряжения проектант должен обладать следующими данными: профиль контактной сети, максимальная скорость поезда, мощность и масса для каждого типа поездов, максимальный ток принимаемый поездом и его течения во времени, прогнозируемое расписание движения поездов на данной линии, вертикальный и поперечный профиль линии, размещение подстанции и поста контактной сети, количество и тип выпрямительных агрегатов, мощность короткого замыкания и напряжение питания с точки зрения промышленной энергетики, количество линий электропередач (фидеров).

Полученные результаты моделирования должно показать что среднее пригодное напряжение больше чем: для системы 3 кВ (DC) 2800 V для линии со скоростью движения ≥200 км/ч и 2700 V для линии со скоростью движения ≤200 км/ч. Если результат окажется положительным, тогда надо проверить также, разве напряжение на пантографе никогда не ниже  $U_{\rm min.1}$ . Примерный график значения среднего проводного напряжения для четырех подстанций показано на рис. 1.

# 4.3. Нагрузка тока система постоянного тока в стационарных условиях.

Следует проверить, разве в стационарных условиях каждый токоприемник питаемый системой 3 кВ может принимать ток о значении 200 А. При этой попытке статическая контактная сила должна составлять  $F_{st}$ =90 N согласно EN 50367:2012 [8]. После 30 минут нагрева, максимальная температура чистой меди это 120 °C а сплава меди и серебра – 150 °C.

#### 4.4. Рекуперативное торможение.

Системы питания постоянного и переменного тока надо составлять так, чтобы позволяли использовать энергию рекуперативного торможения, по крайней мере в области замены мощности с другими поездами. Больше использование энергии возможно, когда у тяговых подстанций есть лотки энергии.



# 4.5. Организация координации электрической защиты.

Тяговая подвижная единица, контактная сеть и электрические системы подстанций со стороны 3 кВ

защищены от последствий токов короткого замыкания быстродействующими выключателями.

В случае выступления короткого замыкания в системе питания должен выключить выключатель подвижного состава, что может не допустить до выключения выключателя подстанции.

В качестве критерия оценки принимается время токов короткого замыкания выключателя подстанции. Это время должно находиться в пределах от 20 до 60 мс для системы 3 кВ DC и 80 мс для системы 25 кВ 50 Гц AC. В статьях [12, 13] описаны условия, в которых возможно селективное выключение короткого замыкания в системе питания постоянного тока.

# 4.6. Гармонические и динамические помехи системы переменного тока.

Для того, чтобы достигнуть совместимости систем электропитания гармонические перенапряжения должны быть ограничены до значений ниже предельных значений согласно пункту 10.4 нормы EN 50388:2012.

#### 4.7. Геометрия контактной сети.

Номинальная высота подвески контактного провода HCW<sub>nom</sub> рис. 2 и максимальная и минимальная монтажная высота контактной сети для железных дорог шириной пути в 1435 мм и 1520/1525, эксплуатационная скорость <250 км/ч и предела 250-320 км/ч указана в табл. 2.



Рис. 2. Зависимость между высотой контактного провода и положением пантографа (подробное описание указано в норме PN-EN 50119: 2009 [4], пункт 5.10.4)

Принимая в участие толерантность и подъем провода, максимальная высота контактного провода (HCW<sub>max</sub>) не может выть выше 6,5 м.

Максимальное допускаемое горизонтальное отклонение контактного провода  $d_i$  из-за бокового ветра от оси пути для держателя пантографа длиной 1950 мм – 0,55 м. Максимальное допускаемое горизонтальное отклонение контактного провода вычисляется в соотношении:

$$d_{\rm l} = b_{\rm w,c} + b_{\rm w} - b'_{\rm h,mec},$$

где  $b_{w,c}$  – половина длины токопроводящего участка держателя пантографа,  $b_w$  – половина длины держателя пантографа,  $b'_{h,mec}$  – ширина механического кинематического габарита пантографа на промежуточной высоте.

Таблица 2

Геометрия	контактной	сети
-----------	------------	------

т сометрия контактной сети				
	Для пути ш	Для пути шириной		
Описание	ν≥250 км/ч	<i>v</i> <250 км/ч	1520 и 1525	
	ММ			
Предел номинальной высоты подвески контактного провода	от 5080 до 5300	от 5000 до 5750	от 6000 до 6300	
Минимальная монтажная высота контактного провода	5080	Согласно норме как в рис. 2	5550	
Максимальная монтажная высота контактного провода	5300	6500	6800	

#### 4.8. Габарит пантографа.

Для железной дороги шириной пути 1435 мм метод вычислений габарита пантографа указан в приложении Д Распоряжениия Комиссии [2] и на рис. 3. Устанавливая: боковая качка пантографа на высоте  $h'_u \leq 5,0$  м равняется  $e_{pu}=0,110$  м, боковая качка пантографа на высоте  $h'_o=6,5$  равной  $e_{po}=0,170$  м, допускаемое изоляционное расстояние надо вычислить ширину габарита пантографа и сравнить ее с габаритом приблежения строений в данной стране. Для железной дороги шириной пути 1520/1525 мм статичный габарит пантографа указан на рис. 4.



Рис. 3. Обозначение кинетического габарита пантографа



Взаимодействие токоприемников и контактной сети

#### 4.9. Секции разделения систем.

Конструкция секции разделения систем должна позволять перемещаться поездам между системами без короткого замыкания. Существуют два метода переезда через секцию разделения систем. С поднятым и опущенным пантографом. В настоящее время в Польше применяется система с опущенным пантографом.

#### 4.10. Средняя контактная сила.

Средняя контактная сила пантографа на провод контактной сети является суммой статической, динамической и аэродинамической сил. Средняя контактная сила для системы питания 3 кВ определяется отношением:

#### 90 N $\leq F_m \leq 0,00097 * v^2 + 110$

где *v* – скорость в км/ч, *F<sub>m</sub>* – средняя контактная сила в N.

Аэродинамическая сила  $F_{ae}$  зависит от конструкции пантографа. Примерная зависимость  $F_{ae}+F_{st}$  указана на рис. 5.

Для системы питания переменного тока, до скорости проезда v≤200 км/ч максимальное значение контактной силы рассчитаем из формулы (7).

$$F_{m,max} \le 0,00047^*v^2 + 90 \text{ N}, \qquad (6)$$

$$F_{m,max} \le 0,00097^*v^2 + 70 \text{ N}. \qquad (7)$$

Рис. 5. Зависимость F<sub>ae</sub> от скорости проезда для примерного пантографа, пантограф DSA250

# 4.11. Динамическая характеристика и качество токосъема.

Динамическую характеристику надо исследовать на двух этапах, на этапе проектирования надо моделировать контактную силу. Оценка после монтажа может быть осуществлена при помощи двух методов измерений: средней контактной силы пантографа на контактный провод  $F_{\rm m}$  и ее стандартного отклонения  $\sigma_{\rm max}$  или на основании количества электрических дуг выступающих между держателем пантографа и контактным проводом.

Проверка динамической характеристики на уровне объекта совершается через расчет согласно принятой математической модели контактной сети и пантографа. Для расчета можно принять самую простую математическую модель с одним уровнем свободы, указанную на рис. 6 [10].

Если примем жесткость контактной сети в форме таблицы, тогда формула движения точки контакта имеет форму выражения:

$$(m_o + m_s)y'' + ry' + k_s(t)y = F_m$$

приведенная масса пантографа; *y*, *y*', *y*'' – перемещение точки касания и ее первая и вторая производные; *r*, *r*<sub>s</sub> – эквивалентный коэффициент сопротивления вязкого трения;  $k_s(s)$  – жесткость контактной сети дана как таблица функции времени или дороги; *F*<sub>m</sub> – среднее значение контактной силы, *L* – длина мачтового опорного участка, *W*, *W*<sub>s</sub> – соответственно сила сухого трения в пантографе или контактной сети, *m*<sub>s</sub> – приведенная масса контактной сети; *m*<sub>o</sub> –



Рис. 6. Математическая модель системы пантограф – контактная сеть

Если примем жесткость контактной сети в форме функции, тогда формула движения точки контакта имеет форму выражения:

$$m_s + m_o)y'' + ry' + (k_{sr} - k_{sA}\cos\Omega t)y = F_m,$$

где (кроме обозначений вышеупомянутых)  $k_{\rm sr}$  – средняя жесткости контактной сети на длине мачтового опорного участка;  $k_{\rm sA}$ : амплитуда изменчивости жесткости на длине мачтового опорного участка;  $\Omega = 2v/L$ ; v – скорость движения поезда.

Модели описаны между другими в статье [10]. Принятый метод должен быть проверен при помощи алгоритма, указанного в норме PN-EN 50318 [7]. Примерный пробег моделирования контактной силы функции сети указан на рис. 7. Зато проверка динамической характеристики в фазе монтажа до ввода в эксплуатацию контактной сети совершается через измерение мгновенного значения контактной силы, а потом вычисление значения средней контактной силы  $F_{\rm m}$  а также стандартного отклонения  $\sigma_{\rm max}$ . Считается, что результат является положительным когда максимальная контактная сила меньше или равен сумме

средней контактной силы  $F_{\rm m}+3x\,\sigma_{\rm max}$ . В так называемых жестких пунктах может быть больше и равняться до 350 N а также когда стандартное отклонение  $\sigma_{\rm max}$ меньше или равно 0,3  $F_{\rm m}$ .



Рис. 7. Примерный график моделирования соотношения контактной силы и времени проезда

# 4.12. Расстояние между токоприемниками на нужды строительства контактной сети.

Расстояние между токоприемниками оценивается на основании Постановления Комисси [2] на основании повышения контактного провода, по крайней мере, двух пантографов, находящихся в расстоянии указанной в табл. 3.



Рис. 8 Подъем контактных проводов двумя пантографами, v=200 км /ч, КС 2С120-2С

На основании полученных результатов надо разместить контактную сеть до групп «А», «В» или «С», данных в *Постановлении Комиссии* [2].

Таблица 3 Типы контактных сетей в зависимости от конструкции контактной сети

Скорость,	Минимальное			е расстоя	ние [м]	
км/ч	Систе	ма пита	ания	Система	а питания	13 кВ
	переме	переменного тока			янного т	ока
Тип	Α	В	С	Α	В	С
v≥250	200			200		
160 <v<250< td=""><td>200</td><td>85</td><td>35</td><td>200</td><td>115</td><td>35</td></v<250<>	200	85	35	200	115	35
120 <v≤160< td=""><td>85</td><td>85</td><td>35</td><td>20</td><td>20</td><td>20</td></v≤160<>	85	85	35	20	20	20
80 <v≤120< td=""><td>20</td><td>15</td><td>15</td><td>20</td><td>15</td><td>15</td></v≤120<>	20	15	15	20	15	15
<i>v</i> ≤80	8	8	8	8	8	8

Во время оценки надо моделировать повышение контактного провода под опорой, определяя его форму в течение времени. Последовательно надо суммировать пробеги способом, описанным в составлении [11] (метод совмещения).

# 4.13. Простор, в котором происходит подъем фиксатора.

Подъем контактного провода под опорой должно равняться половине монтажного расстояния провода и фиксатора. Вычисления или исследования надо совершить, сохраняя среднюю контактную силу пантографа согласно формулам (5, 6 или 7) и максимальную скорость проезда. Оценка совместимости свободного простора для подъема провода в фазе проекта совершается через подтвержденное моделирование согласно норме, PN-EN 50318 [7].

В первом шаге надо вычислить контактную силу, влияющую на контактный провод (способ вычислений подан в 5.2). Зная эластичность контактной сети под опорой (*e*<sub>shup</sub>), можно вычислить максимальное значение подъема контактного провода в соотношении:

#### $y_{\text{slup}} = F_{\text{m}^*} e_{\text{slup}}.$

Метод вычислений надо проверять при помощи измерений, совершенных во время полевых исследований. Оценку контактной сети в фазе монтажа перед вводом в эксплуатацию надо совершать также при помощи измерений во время полевых исследований.

#### Выводы.

Исполнительные проекты модернизации, перепланировки, строения контактной сети или контактной сети вместе с подстанциями и постами секционирования (подсистемы «Энергия») согласно требованиям ТСИ должны подвергать оценке с целью получения сертификата Европейского союза. Они заключаются в выполнении анализов и исследований на уровне исполнительного проекта и впоследствии проверяющих исследований в статических или статических и динамических условиях. Проверяющие действия совершает специализированный «нотифицированный орган», который выпускает сертификаты ЕС, действующие на территории всего Европейского союза на протяжении семьи лет. Этот сертификат требуется для расчета европейских фондов для реализации инвестиций.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

*I.* Dyrektywa Parlamentu Europejskiego i Rady 2008/57/WE z dnia 17 czerwca 2008 r. w sprawie Inter-operacyjności systemu kolei we Wspólnocie nr 2008/57/WE, 2011, Dziennik Urzędowy Unii Europejskiej.

2. Rozporządzenie Komisji (UE) nr 1301/2014 z dnia 18 listopada 2014 r. w sprawie technicznych specyfikacji Interoperacyjności podsystemu «Energia» systemu kolei w Unii, 2014, Dziennik Urzędowy Unii Europejskiej.

3. Rozporządzenie Komisji nr 1302/2014 z dnia 18 listopada 2014 r. dotycząca technicznej specyfikacji interoperacyjności odnoszącej się do podsystemu «Tabor – lokomotywy i tabor pasażerski» w transeuropejskim systemie kolei, 2014, Dziennik Urzędowy Unii Europejskiej.

4. PN-EN 50119:2009 - wersja angielska, Zastosowania kolejowe – Urządzenia stacjonarne – Sieć jezdna górna trakcji elektrycznej, PKN, 2009.

5. PN-EN 50149:2012 - wersja angielska, Zastosowania kolejowe – Urządzenia stacjonarne – Trakcja elektryczna – Profilowane przewody jezdne z miedzi i jej stopów, PKN, 2012.

6. PN-EN 50317:2012 - wersja polska, Zastosowania kolejowe – Systemy odbioru prądu – Wymagania dotyczące walidacji wyników parametrów oddziaływania dynamicznego pomiędzy pantografem a siecią jezdną górną, PKN, 2015.

7. PN-EN 50318:2003 - wersja angielska, Zastosowania kolejowe – Systemy odbioru prądu – Walidacja symulacji oddziaływania dynamicznego pomiędzy pantografem a siecią jezdną górną, PKN, 2003.

8. PN-EN 50367:2012 – wersja polaska - Zastosowania kolejowe – Systemy odbioru prądu – Kryteria techniczne dotyczące wzajemnego oddziaływania między pantografem a siecią jezdną górną (w celu uzyskania wolnego dostępu), PKN, 2015.

**9.** Rojek A., Majewski W., Kaniewski M., Knych T., *Obciążalność prądowa górnej sieci trakcyjnej*, Politechnika Krakowska, SEMTRAK, Zakopane, 2006 r., s.105-114.

10. Kaniewski M., *Model matematyczny odbieraka prądu i sieci jezdnej*, Prace Naukowe Politechniki Warszawskiej, z. XX, Transport, 2013 r., s. 210-219.

11. Kaniewski M., Symulacja uniesienia przewodów jezdnych sieci trakcyjnej pod wpływem przejazdu wielu pantografów, Czasopismo techniczne, Elektrotechnika, Politechnika Krakowska, 2011 r., s. 143-153. http://www.czasopismotechniczne.pl.

*12.* Rojek A., Zbieć A., *Koordynacja zabezpieczeń zwarciowych* w układzie pojazd trakcyjny – podstacja trakcyjna, Problemy Kolejnictwa – z. 154, 2012, s. 27-46.

*13.* Rojek A., Sidorowicz M., Researches and tests of high-speed circuit breakers for rolling stock and substations in 3 kV DC traction power system, Problemy Kolejnictwa z. 159, 2013, s. 7-26.

#### REFERENCES

*I.* Directive 2008/57/Ec of the European Parliament and of the Council of 17 June 2008 on the interoperability of the rail system within the Community, Official Journal of the European Union, 2011.

**2.** Commission Regulation (EU) No 1301/2014 of 18 November 2014 on the technical specifications for interoperability relating to the 'Energy' subsystem of the rail system in the Union, Official Journal of the European Union, 2014.

**3.** Commission Regulation (EU) No 1302/2014 of 18 November 2014 concerning a technical specification for interoperability relating to the 'Rolling stock – locomotives and passenger rolling stock' subsystem of the rail system in the European Union, Official Journal of the European Union, 2014.

4. EN 50119:2009 Railway applications. Fixed installa-tions. Electric traction overhead contact lines, PKN 2009.

5. EN 50149:2012 Railway applications. Fixed installations. Electric traction. Copper and copper alloy grooved contact wires, PKN, 2009.

6. EN 50317:2012 Railway applications. Current collection systems. Requirements for and validation of measurements of the dynamic interaction between pantograph and overhead contact line, PNK, 2015 (Pol).

7. EN 50318:2003 Railway applications. Current collection systems. Validation of simulation of the dynamic interaction between pantograph and overhead contact line, PKN, 2003.

**8.** EN 50367:2012 Railway applications. Current collection systems. Technical criteria for the interaction between pantograph and overhead line (to achieve free access), PKN, 2015, (Pol).

**9.** Rojek A., Majewski W., Kaniewski M., Knych T., *Current carrying capacity of overhead contact line*, Krakow University of Technology, SEMTRAK, Zakopane, 2006 r, pp. 105-114 (Pol).

10. Kaniewski M., *The mathematical model of the current collector and the catenary*, Scientific Papers, Warsaw University of Technology, no. 95, Department of Transportation, 2013, pp. 210-219 (Pol).

11. Kaniewski M., Simulation uplift wires overhead line under the influence of passing many of the pantographs, Czasopismo techniczne, Elektrotechnika, Krakow University of Technology, 2011, pp. 143-153 (Pol).

12. Rojek A., Zbieć A., Co-ordination of Short Circuit Protection Devices in Motive Power Unit-Sub-station System, RAILWAY REPORTS – no. 154, pp. 27-46. (Pol).

*13.* Rojek A., Sidorowicz M., Researches and tests of high-speed circuit breakers for rolling stock and substations in 3 kV DC traction power system. *Railway Reports* – no. 159, 2013, pp. 7-26.

Поступила (received) 10.06.2016.

Марек Каневски, mgr inż.,

Железнодорожный исследовательский институт, ул. Й. Хлопискиего 50, 04-275 Варшава, Польша, тел/phone +48 22 4731430, e-mail:mkanie-wski@ikolej.pl

Marek Kaniewski, mgr inż.,

Instytut Kolejnictwa,

50, Chłopickiego Józefa Str., PL 04-275, Warsaw, Poland. Interaction of current collectors and contact network in terms of technical characteristics of the subsystem «Energy».

Creating common Europe is focused also in joining the existing national railways into one system. Therefore, it will be possible to ease the direct travel from Warsaw to Kiev or backwards. To achieve this purpose a minimum list of required parameters should be defined relating to the following rail subsystems: infrastructure, energy, control command and signaling (trackside and on-board devices), traffic management, maintenance, telematic applications for passenger and freight. The latest EU Regulation [2, 3] published in 2014 and fully applied in 2016 gives requirements for both 1435 mm and 1520/1524 mm gauges. New calculation methods have been proposed in the points describing the following parameters: efficiency of power supply (maximum current of overhead contact line, mean useful voltage), maximum stagger of contact wire, pantograph gauge, mean contact force, dynamic characteristics, current collection quality and pantograph spacing. The results of calculations performed on the presented mathematical models have also been presented in this paper. The information presented in this paper represent practical value for people performing assessment of the projects developed for construction, operation, renovation, maintenance and placing in service of the railway system. The data presented in the article and the calculation methods are related to the 3000 V DC system, but some of them (i.e. model of pantograph-OCL interaction) are suitable for AC systems as well. References 13, table 3, figures 8.

*Key words:* Catenary, Pantograph, the Model of a Pantograph – Catenary System.

#### УДК 621.383.51

Н.П. Клочко, Г.С. Хрипунов, К.С. Клєпікова, В.Р. Копач, О.В. Лук'янова, Н.Д. Волкова, В.Є. Корсун, В.М. Любов, М.В. Кириченко

### ФОРМУВАННЯ СОНЯЧНОГО ЕЛЕМЕНТА З НАНОСТРУКТУРОВАНИМ ШАРОМ ZnO, СЕНСИБІЛІЗОВАНИМ КВАНТОВИМИ ТОЧКАМИ SnS

3 метою створення нової конструкції сонячного елемента (CE) з наноструктурованим одновимірним (1-D) шаром ZnO, сенсибілізованим квантовими точками (KT) SnS, застосоване імпульсне електроосадження масивів 1-D ZnO, а також нанесення квантових точок SnS і тонкої плівки широкозонного напівпровідника р-типу CuSCN методом рідиннофазного молекулярного нашарування (Successive Ionic Layer Adsorption and Reaction, SILAR). В роботі досліджені морфологія, структура і оптичні властивості всіх напівпровідникових шарів. Продемонстровано діодну характеристику розробленої нами нової конструкції CE на KT, яка підтверджує її функціональність. Бібл. 5, рис. 4. Ключові слова: сонячний елемент, 1-D ZnO, квантові точки SnS, імпульсне електроосадження, метод рідиннофазного молекулярного нашарування.

С целью создания новой конструкции солнечного элемента (СЭ) с наноструктурированным одномерным (1-D) слоем ZnO, сенсибилизированным квантовыми точками (KT) SnS, использовано импульсное электроосаждение массивов 1-D ZnO, а также нанесение квантовых точек SnS и тонкой пленки широкозонного полупроводника p-типа CuSCN методом жидкофазного молекулярного наслаивания (Successive Ionic Layer Adsorption and Reaction, SILAR). В работе исследованы морфология, структура и оптические свойства всех полупроводниковых слоев. Продемонстрирована диодная характеристика разработанной нами новой конструкции СЭ на KT, подтверждающая его функциональность. Библ. 5, рис. 4.

Ключевые слова: солнечный элемент, 1-D ZnO, квантовые точки SnS, импульсное электроосаждение, метод жидкофазного молекулярного наслаивания.

Вступ. Збільшення світового попиту на недорогі поновлювані джерела енергії спонукає дослідників до розробки нових підходів до використання сонячної енергії. Фотоелектричне перетворення є чистою технологією виробництва електроенергії за рахунок використання сонячних елементів (СЕ). Проте, високі витрати, пов'язані зі створенням найбільш широко поширених СЕ на пластинах з кремнію на стадіях синтезу матеріалів і подальшого виготовлення приладів, знижують економічну доцільність повсюдної експлуатації кремнієвих сонячних батарей. Твердотільні СЕ на основі наноструктур широкозонних електронних напівпровідників з великою площею поверхні, на які наносять фоточутливі напівпровідникові квантові точки (КТ), а зверху них – широкозонний напівпровідник *р*-типу, розглядаються [1] у якості перспективних недорогих і ефективних СЕ. Дана концепція сонячного елемента дозволяє використовувати напівпровідникові матеріали низької структурної і електронної якості завдяки малій відстані, яку необхідно долати фотогенерованим носіям, перш ніж вони потраплять у напівпровідникові фази відповідного типу, призначені для транспорту електронів або дірок. Невисока ціна таких СЕ обумовлена не тільки наявністю в їх складі недорогих матеріалів, але також і можливістю використання дешевих і придатних для широкомасштабного виробництва процесів їх формування. На відміну від добре відомих електрохімічних сонячних елементів, сенсибілізованих барвниками (DSSC) або квантовими точками (QDSSC), до складу твердотільних СЕ на КТ, які вважаються [2] оновленим варіантом цієї старої концепції, не входить рідкий або гелеподібний електроліт, що, природно, створює переваги в експлуатації. У повністю твердотільних СЕ на КТ, які розробляються на даний час, наноструктурований напівпрозорий шар з широкозонного напівпровідника *n*-типу, наприклад, з мезопористого TiO<sub>2</sub> або з масиву одновимірних або ієрархічних наноструктур ZnO, покривають шаром напівпровідникових квантових точок, які поглинають світло. Потім на шар КТ наносять тонку плівку широкозонного напівпровідника р-типу. У досі створених сенсибілізованих квантовими точками сонячних елементах різних типів були здебільшого використані КТ з токсичних матеріалів, а саме CdS, CdSe, CdTe i PbS [1]. В [3] було запропоновано квантові точки з не тільки не отруйного, але і широко доступного сульфіду олова SnS на поверхні пористого шару ТіО2. Однак для нанесення ТіО2 на поверхню скляної підкладки з прозорим електропровідним шаром легованого фтором оксиду олова (FTO) в [3] використовувалася досить складна двостадійна золь-гель технологія, яка включала два відпали.

Постановка задачі. У запропонованій нами роботі при створенні СЕ у якості широкозонного напівпровідника *n*-типу, на який наносять квантові точки SnS, використовується наноструктурований масив 1-D ZnO, який вирощується безпосередньо на поверхні FTO із застосуванням дешевого і придатного для широкомасштабного виробництва одностадійного методу імпульсного електролізу, переваги якого описані в [4]. Для осадження квантових точок SnS і для нанесення на їх поверхню тонкої плівки широкозонного напівпровідника *p*-типу CuSCN був використаний дешевий і доступний хімічний метод рідиннофазного молекулярного нашарування (Successive Ionic Layer Adsorption and Reaction, SILAR), який отримав широке визнання виробників подібних сонячних елементів [3]. У даній роботі досліджені морфологія, структура і оптичні властивості компонентів, а також продемонстровано діодну характеристику розробленої нами нової конструкції сонячного елемента на квантових точках.

© Н.П. Клочко, Г.С. Хрипунов, К.С. Клєпікова, В.Р. Копач, О.В. Лук'янова, Н.Д. Волкова, В.Є. Корсун, В.М. Любов, М.В. Кириченко

Методика проведення експерименту. Виготовлення масивів нанострижнів ZnO виконували аналогічним описаному в [4] методом імпульсного катодного електрохімічного осадження в термостатичній трьохелектродній електрохімічній комірці з водним електролітом, що містив 0,01 М Zn(NO<sub>3</sub>)<sub>2</sub> і 0,1 М NaNO<sub>3</sub>, при температурі 70 °С без перемішування. В якості підкладок (катодів, або робочих електродів) використовували пластини FTO марки TEC 7 фірми Pilkington, USA. Протиелектродом слугувала платинова спіраль, а електродом порівняння - насичений хлорсрібний електрод Ag/AgCl. Відповідно до рекомендації [3], на першому етапі електроосадження створювався зародковий шар ZnO за допомогою подачі в тому ж електроліті на робочий електрод FTO постійного потенціалу U = -1,3 В протягом 30 с. Після цього за допомогою імпульсного потенціостата ПІ-50-1.1, оснащеного програматором ПР-8, для здійснення імпульсного електролізу протягом 30 хв. на підкладку-катод подавали прямокутні імпульси потенціалу: нижня межа катодного потенціалу Uoff становила -0,7 В, верхня межа - Uon = -1,3 В (потенціали наведені відносно електрода порівняння Ag/AgCl). Робочий цикл (duty cycle), тобто відношення тривалості імпульсу до суми тривалостей імпульсу і паузи, і частота як величина, зворотна сумі тривалостей імпульсу і паузи, становили 0,4 і 2 Гц, відповідно. Таким способом були виготовлені, показані на рис. 1, масиви нанострижнів ZnO товщиною  $\approx 1.5$  мкм.

Для виготовлення шарів квантових точок сульфіду олова методом SILAR скляну підкладку зі скла K8 або пластину FTO з масивом нанострижнів ZnO послідовно занурювали в водний розчин 0,01 M SnSO<sub>4</sub> (протягом 20 с при температурі 70-80 °C), потім в дистильовану воду (протягом 10 с при 20 °C), потім в водний розчин Na<sub>2</sub>S 0,01 M (протягом 20 с при 20 °C) і знову в дистильовану воду (протягом 10 с при 20 °C). Дана процедура становила 1 цикл SILAR (n = 1). Для створення квантових точок сульфіду олова з різноманітними розмірами і оптичними властивостями число циклів при виготовленні KT SnS змінювалося від n = 20 до n = 140.

Нанесення шарів CuSCN на скляні підкладки і на поверхню шарових композицій скло|FTO|ZnO|SnS здійснювали методом SILAR. У якості катіонного прекурсора використовували водний розчин 0,1 M CuSO<sub>4</sub> і 0,1 M Na<sub>2</sub>S<sub>2</sub>O<sub>3</sub>, в якому утворювався комплекс тіосульфату міді(І). Підкладку занурювали в катіонний прекурсор на 10 с. Моношар іонів міді Cu<sup>+</sup> був адсорбований на поверхні підкладки, а не адсорбовані іони видалялися промиванням підкладки в дистильованій воді протягом 5 с.

Для реакції з іонами SCN<sup>-</sup> підкладку занурювали в аніонний прекурсор 6,25 mM KSCN протягом 20 с. Після цього погано пов'язані з підкладкою частки і іони видаляли промиванням в дистильованій воді протягом 5 с. Перераховані процедури становили один цикл SILAR CuSCN. Цикли SILAR CuSCN повторювали 52 рази (n = 52). Таким способом були виготовлені як плівка тіоцианіду міді на скляній підкладці K8 для дослідження оптичних властивостей і структури CuSCN, так і основа CE на KT у вигляді шарової композиції скло|FTO|ZnO|SnS|CuSCN.

Верхній електричний контакт було створено за рахунок притиснення скляної пластини з FTO до поверхні плівки тіоцианіду міді. На рис. 2,а схематично зображено конструкцію виготовленої шарової композиції скло|FTO|ZnO|SnS|CuSCN|FTO|скло для сонячного елемента на квантових точках SnS.

Дослідження оптичних властивостей наноструктурованих шарів оксиду цинку, квантових точок SnS і тонких плівок CuSCN здійснювалося за допомогою спектрофотометра СФ-2000. В якості контрольних зразків при реєстрації спектрів оптичного пропускання  $T(\lambda)$  використовували відповідні підкладки (скло з FTO для ZnO і скло K8 для SnS і CuSCN). Спектри поглинання (оптичної густини)  $A(\lambda)$  були отримані із залежності A = -lgT. Ширину забороненої зони прямих оптичних переходів  $E_g$  для шарів ZnO і KT SnS визначали за допомогою екстраполяції на вісь енергій лінійної ділянки залежності  $[-ln(T) \cdot hv]^2$  від hv. Товщини d плівок CuSCN визначали з використанням інтерференційних піків за формулою:

 $d = (M \cdot \lambda_1 \lambda_2)/(2 \cdot n(\lambda_1) \cdot \lambda_2 - n(\lambda_2) \cdot \lambda_1),$  (1) де M – кількість максимумів між  $\lambda_1$  і  $\lambda_2$ ;  $\lambda_1$  і  $\lambda_2$  – довжини хвиль, що відповідають максимумам в спектрі  $T(\lambda)$ ;  $n(\lambda)$  – показник заломлення CuSCN при довжинах хвиль в інтервалі між  $\lambda_1$  і  $\lambda_2$ .

Знаходження ширини забороненої зони для прямих оптичних переходів у плівках CuSCN здійснювали із використанням даних про коефіцієнт оптичного поглинання  $\alpha = -d^{-1} \ln(T)$  шляхом екстраполяції на вісь енергій лінійних ділянок залежностей  $(\alpha \cdot hv)^2$  від hv. Для визначення ширини забороненої зони для непрямих дозволених оптичних переходів аналогічним чином використовували залежності  $(\alpha \cdot hv)^{\frac{1}{2}}$  від hv. Фактор розсіювання світла (*Hf*) розраховували як відношення дифузного відбиття до загального відбиття *R* (суми дифузного і дзеркального відбиття).

З метою аналізу структурних і субструктурних параметрів масивів ZnO, шарів квантових точок SnS і тонких плівок CuSCN рентгенівські спектри (XRD) реєструвалися за допомогою дифрактометра ДРОН-4 в випромінюванні СоК<sub>а</sub> ( $\lambda_{CoK\alpha} = 1,7889$  Å). Сканування проводилося при фокусуванні по Бреггу-Брентано (0-20). Обробка отриманих рентген-дифрактограм, а також розрахунок параметрів профілю дифракційних ліній виконувалися за допомогою програм «New Profile v.3.4 (486)» і «OriginPro v.7.5». Наявність кристалічних фаз виявлялася шляхом порівняння даних експериментальних рентген-дифрактограм з базою еталонних даних JCPDS за допомогою програми «PCPDFWIN v.1.30». Оцінка областей когерентного розсіювання *D* проводилися шляхом аналізу розширення рентгенівських дифракційних максимумів, з урахуванням наявності інструментального розширення методом апроксимацій Вільямсона-Холла і за методом Шеррера. Для дослідження текстури електроосаджених масивів оксиду цинку за методом Харріса використовували значення інтегральних інтенсивностей рентген-дифрактометричних піків. Для кожного піку розраховували значення полюсної густини P(hkl), яка характеризує ймовірність, з якою нормаль до поверхні кристаліта збігається з нормаллю до площини (hkl), тобто визначає кількість кристалітів, у яких площини (hkl) є паралельними поверхні зразка. Полюсні густини розраховували для всіх зареєстрованих рентген-дифрактометричних піків, значення P(hkl) >> 1приписували осям текстури.

Дослідження морфології поверхні масивів оксиду цинку здійснювали напівконтактним методом атомної силової мікроскопії (ACM) на установці «НаноЛабораторія Нтегра Прима NT-MDT».

Для визначення типу провідності був використаний стандартний метод термозонда. Вимірювання темнової вольт-амперної характеристики (BAX) шарової композиції скло|FTO|ZnO|SnS|CuSCN|FTO|скло здійснювали за схемою характеріографа за допомогою промислового характеріографа L2-56 з прямою візуалізацією BAX на екрані.

Результати та їх обговорення. На рис. 1,а,б наведено отримані за допомогою АСМ тривимірне зображення поверхні і профіль поверхні електроосадженого в імпульсному режимі шару ZnO, які демонструють, що даний шар є масивом нанострижнів, орієнтованих перпендикулярно до поверхні підкладки. Аналіз рентгенівської дифрактограми (рис. 1,в) показує, що масив ZnO є однофазним і має гексагональну структуру ZnO модифікації вюрцит (JCPDS PDF № 36-1451). Електроосаджений масив оксиду цинку є нанокристалічним (Д в інтервалі від 70 до 190 нм), характеризується збільшеним параметром кристалічної решітки вздовж осі c (c = 5,22 Å) у порівнянні з еталонним ZnO (відповідно до JCPDS PDF № 36-1451, c = 5,207 Å), а також незначними мікронапруженням  $\sim 10^{-3}$  і залишковим напруженням стиску  $\approx -0.4$  ГПа. Масив ZnO має аксіальну текстуру P(002) = 2,35, а отже має переважну орієнтацію в напрямку <001>, тобто перпендикулярно поверхні підкладки, що добре узгоджується з даними АСМ. Оптичні властивості електроосадженого в імпульсному режимі наноструктурованого масиву ZnO демонструють його досить високу прозорість і невелике поглинання у видимій області спектра. Ширина забороненої зони для прямих оптичних переходів становить 3,36 eB, тобто майже не відрізняється від  $E_g = 3,37$  eB для монокристала ZnO. Вимірювання методом термозонда показали, що електроосаджений в імпульсному режимі оксид цинку має характерний для ZnO *n*-тип провідності.

На рис. З зображені результати дослідження оптичних властивостей шарів квантових точок SnS, нанесених на скляні поверхні. Як можна бачити на рис. 3,а зі збільшенням числа циклів SILAR не тільки зменшується пропускання видимого світла шарами SnS, а й відбувається зрушення смуги поглинання в бік довгих хвиль. У вставці рис. 4,а відзначено інтенсивне поглинання світла шаром SnS, отриманим SILAR за n = 140, майже у всьому видимому діапазоні. На рентген-дифрактограмі того ж зразка є три слабкі піки SnS (101) і (111) модифікації герценбергіт (120),(Herzenbergite, β-SnS, JCPDS PDF № 39-0354). Оскільки, відповідно до [3], розмір часток SnS монотонно зростає зі збільшенням числа циклів, наночастинки SnS, отримані нами при максимальному n = 140, були найбільшими. Згідно розрахунків за методом Шеррера, їх  $D \approx 28$  нм. Зауважимо, що у шарів SnS, отриманих за меншу кількість циклів SILAR, на рентген-дифрактограмах не було виявлено піків, що, на нашу думку, свідчило про рентгеноаморфність шарів, викликану ще меншими розмірами наночастинок SnS. Отримані нами експериментальні результати добре узгоджуються з наявними в літературі. Наприклад, проведений в [5] порівняльний аналіз даних просвічуючої електронної мікроскопії та рентгенівської дифрактометрії показав, що тільки для КТ SnS більших, ніж 10-14 нм на рентгенівських дифрактограмах реєструються лише два ледве помітних піки (120) і (111). Рис. 3,6 демонструє характерний ефект зменшення ширини забороненої зони  $E_g$  з ростом *n*, а значить з укрупненням наночастинок SnS. Шляхом збільшення числа циклів SILAR від n = 20 до n = 140 вдалося знизити  $E_{g}$  сульфіду олова від 3,9 до 2,1 еВ. Згідно [1], величина Борівського радіусу SnS становить, за розрахунками, 7,24 нм, тобто, строго кажучи, квантовими точками є наночастинки сульфіду олова з розмірами меншими за це значення. Оскільки діапазон наведених в літературі значень для ширини забороненої зони SnS дуже широкий і становить від 1,0 до 2,3 eB, важко точно визначити кількість циклів SILAR, яке забезпечує усунення квантово-розмірного ефекту в наночастинках SnS через перевищення ними розмірів Борівського радіуса, але судячи з характеру залежності  $E_g$  від *n* на рис. 3,6, це  $n \ge 120$ . Виходячи з того, що конструкція СЕ на КТ передбачає, з одного боку, використання гранично тонкого шару КТ, а з іншого - найбільше поглинання світла наночастинками SnS, в нашому випадку при створенні сонячного елемента у якості компромісного був використаний поглинаючий шар KT SnS, осаджений за n =100 циклів SILAR. На поверхню цього шару в якості широкозонного р-типу напівпровідникового матеріалу методом SILAR за 52 циклі було нанесено плівку тіоцианіду міді.





Рис. 2. Схематичне зображення шарової композиції скло|FTO|ZnO|SnS|CuSCN|FTO|скло для твердотільного гібридного сонячного елемента на квантових точках SnS (*a*). Темнова BAX експериментального зразка CE на KT (*δ*). 1, 3 – підкладки скло|FTO; 3 – нанострижні ZnO з шаром KT SnS і тонкою плівкою CuSCN

Рис. 4 демонструє оптичні властивості виготовленої на контрольному зразку зі скла К8 такої ж плівки CuSCN, товщина якої згідно з розрахунком за рівнянням (1) становила ~ 0.6 мкм. Як показано на рис. 4.а. плівка тіоцианілу мілі прозора в усьому вилимому діапазоні і має характерні для CuSCN ширину забороненої зони для прямих і непрямих оптичних переходів 3,9 eB i 3,5 eB, відповідно. На рис. 4,6 можна бачити, що інтерференційні осциляції характерні не тільки для спектра пропускання, але і для спектра відбиття плівки CuSCN, однак, як випливає з графіка залежності розсіювання світла (*Hf*) від довжини хвилі (вставка в рис.  $4, \delta$ ), вона не була абсолютно рівною і ідеально прозорою. На рис. 4, в показано рентгенівську дифрактограму цієї плівки, яка підтверджує наявність CuSCN тригональної сингонії (β-CuSCN PDF № 29-0581). Розрахунки по Вільямсону-Холу показали, що розміри D в цій плівці знаходяться в діапазоні 40-70 нм, мікронапруження – від 2·10<sup>-3</sup> до 4·10<sup>-3</sup>. Вимірювання по методу термозонда показали, що отримана методом SILAR плівка тіоцианіду міді має характерний для CuSCN *р*-тип провідності.

Виготовлена шарова композиція скло|FTO|ZnO|SnS|CuSCN була покрита зверху плас-

тиною скло|FTO. ВАХ створеного таким чином прототипу сонячного елемента, яку показано на рис. 2,*б*, демонструє випрямляючий бар'єр, який обумовлено наявністю в композиції області збіднення, де зосереджене вбудоване електричне поле гетеропереходу з характерною для СЕ на КТ р-і-п-структурою. Аналіз форми зворотної гілки на ВАХ дозволив обчислити по тангенсу її нахилу шунтуючий опір шарової композиції скло|FTO|ZnO|SnS|CuSCN|FTO|скло, який виявився рівним 5 кОм, тобто здатним забезпечувати функціональність цієї нової конструкції СЕ на КТ.

Висновки. У даній роботі нами продемонстровано формування шарової композиції ZnO|SnS|CuSCN для сонячного елемента на квантових точках з двома контактами FTO, для виготовлення якої використані безпечні для навколишнього середовища, недорогі і придатні для широкомасштабного виробництва електрохімічний і хімічний методи. Результати дослідження структури і оптичних властивостей окремих шарів і вольт-амперна характеристика шарової композиції ZnO|SnS|CuSCN підтвердили перспективність цієї нової конструкції СЕ на КТ у якості дешевої і ефективної альтернативи існуючим конструкціям сонячних елементів.



Рис. 3. Оптичні властивості шарів квантових точок SnS, нанесених методом SILAR на скляні підкладки за n циклів: спектр оптичного пропускання (a), у вставці – спектр оптичного поглинання шару квантових точок SnS, отриманих SILAR за n = 140; графік для визначення  $E_g$  SnS ( $\delta$ ), у вставці – залежність  $E_g$  від n



Рис. 4. Оптичні властивості і кристалічна структура плівки CuSCN товщиною 0,6 мкм на склі К8: спектр оптичного пропускання (*a*), у вставках – графіки для визначення *E*<sub>g</sub> для прямих і непрямих оптичних переходів; спектр оптичного відбиття (*б*), у вставці – спектральна залежність фактора розсіювання світла; рентген-дифрактограма CuSCN тригональної сингонії (β-CuSCN PDF № 29-0581) (*в*)

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Li Y., Wei L., Chen X., Zhang R., Sui X., Chen Y., Jiao J., Mei L. Efficient PbS/CdS co-sensitized solar cells based on  $TiO_2$  nanorod arrays. Nanoscale Research Letters. – 2013. – vol. 8. – no.67. – pp. 1-9.

**2.** Deepa K.G, Nagaraju J. Development of SnS quantum dot solar cells by SILAR method. Materials Science in Semiconductor Processing. – 2014. – vol. 27. – pp. 649-653.

3. Skompska M., Zarębska K. Electrodeposition of ZnO nanorod arrays on transparent conducting substrates–a review. Electrochimica Acta. – 2014. – vol. 127. – pp. 467-488.

**4.** Klochko N.P., Khrypunov G.S., Myagchenko Y.O., Melnychuk E.E., Kopach V.R., Klepikova E.S., Lyubov V.M., Kopach A.V. Controlled growth of one-dimensional zinc oxide nanostructures in the pulsed electrodeposition mode. Semiconductors. – 2012. – vol. 46. – pp. 825–831.

5. Deepa K.G., Nagaraju J. Growth and photovoltaic performance of SnS quantum dots. Materials Science and Engineering B. – 2012. – vol. 177. – pp. 1023–1028.

#### REFERENCES

*I.* Li Y., Wei L., Chen X., Zhang R., Sui X., Chen Y., Jiao J., Mei L. Efficient PbS/CdS co-sensitized solar cells based on TiO<sub>2</sub> nanorod arrays. *Nanoscale Research Letters*, 2013, vol. 8:67, pp. 1-9. doi: 10.1186/1556-276X-8-67.

2. Deepa K.G, Nagaraju J. Development of SnS quantum dot solar cells by SILAR method. *Materials Science in Semiconductor Processing*, 2014, vol. 27, pp. 649-653. doi: org/10.1016/j.mssp.2014.08.006.

3. Skompska M., Zarębska K. Electrodeposition of ZnO nanorod arrays on transparent conducting substrates–a review. *Electrochimica Acta*, 2014, vol. 127, pp. 467-488. doi: 10.1016/j.electacta.2014.02.049.

**4.** Klochko N.P., Khrypunov G.S., Myagchenko Y.O., Melnychuk E.E., Kopach V.R., Klepikova E.S., Lyubov V.M., Kopach A.V. Controlled growth of one-dimensional zinc oxide nanostructures in the pulsed electrodeposition mode. *Semiconductors*, 2012, vol. 46, pp. 825-831.

5. Deepa K.G., Nagaraju J. Growth and photovoltaic performance of SnS quantum dots. *Materials Science and Engineering B*, 2012, vol. 177, pp. 1023-1028. doi: 10.1016/j.mseb.2012.05.006.

Надійшла (received) 21.01.2016

Клочко Наталя Петрівна<sup>1</sup>, к.т.н., с.н.с., Хрипунов Генадій Семенович<sup>1</sup>, д.т.н., проф. Клєпікова Катерина Сергіївна<sup>1</sup>, асп., Копач Володимир Романович<sup>1</sup>, к.т.н., с.н.с., Лук'янова Олександра Віталіївна<sup>1</sup>, асп., Волкова Неоніла Дмитрієвна<sup>2</sup>, к.х.н., проф., Корсун Валерія Евгеніївна<sup>1</sup>, асп., Любов Віктор Миколаєвич<sup>1</sup>, н.с., Кириченко Михайло Валерійович<sup>1</sup>, к.т.н., с.н.с., 1 Національний технічний університет

«Харківський політехнічний інститут»,

61002, Харків, вул. Кирпичова, 21,

тел/phone +38 048 7058494, e-mail: klochko\_np@mail.ru <sup>2</sup> Національний аерокосмічний університет

ім. М.Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», 61070, Харків, вул. Чкалова, 17.

N.P. Klochko<sup>1</sup>, G.S. Khrypunov<sup>1</sup>, K.S. Klepikova<sup>1</sup>, V.R. Kopach<sup>1</sup>, O.V. Lukianova<sup>1</sup>, N.D. Volkova<sup>2</sup>, V.E. Korsun<sup>1</sup>, V.M. Lyubov<sup>1</sup>, M.V. Kyrychenko<sup>1</sup>

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

<sup>2</sup> Kharkiv Aviation Institute National Aerospace University, 17, Chkalova Str., Kharkiv, 61070, Ukraine.

# Development of a solar cell with nanostructured ZnO layer sensitized by SnS quantum dots.

Purpose. To study morphology, structure and optical properties of the zinc oxide (ZnO), tin sulfide (SnS) and copper thiocyanate (CuSCN) and current-voltage characteristic of the composition FTO|ZnO|SnS|CuSCN|FTO for the creation of a new design of the solar cell with electrodeposited nanostructured one-dimensional ZnO layer sensitized by SnS quantum dots. Methodology. To achieve this purpose we have made nanostructured zinc oxide arrays on glass plates coated with transparent conductive layers of the fluorine doped tin oxide (FTO) by pulsed electrochemical deposition. For application of SnS quantum dots on the nanostructured ZnO array surfaces and an upper transparent electrode p-CuSCN we have used a liquid-phase successive ionic layer adsorption and reaction method. To characterize obtained semiconductor layers we have carried out the surface morphology study with using atomic force microscopy, structural and optical investigations by using X-Ray diffractometry and spectrophotometry methods. We have also analyzed the current-voltage characteristic of obtained composition FTO|ZnO|SnS|CuSCN|FTO. Results. Integrated analysis of surface morphology, crystal structure and optical properties of the obtained separated semiconductor layers and the composition ZnO|SnS|CuSCN and its current-voltage characteristic revealed the perspective of this design as a cheap and effective alternative to existing solar cell designs. Originality. The offered new design of the solar cell with electrodeposited nanostructured one-dimensional ZnO layer sensitized by SnS quantum dots do not contain toxic or rare materials and can be realize by using low-cost and affordable liquid-phase methods such as pulsed electrochemical deposition and successive ionic layer adsorption and reaction method. Practical value. We have manufactured the prototype of the new solar cell based on the electrodeposited one-dimensional ZnO array sensitized by SnS quantum dots having diode current-voltage characteristic with shunt resistance 5 kOhms that is able to provide functionality of this new design of solar cell. References 5, figures 4.

*Key words:* solar cell, 1-D ZnO, SnS quantum dot, pulse electrodeposition, successive ionic layer adsorption and reaction.

#### УДК 544.77.052.5:539.216:661.8

Н.П. Клочко, Г.С. Хрипунов, О.В. Лук'янова, В.Р. Копач, Н.Д. Волкова, В.Є. Корсун, В.М. Любов, М.В. Кириченко, М.М. Харченко

### СТВОРЕННЯ ТОНКОПЛІВКОВОЇ КОМПОЗИЦІЇ ДЛЯ НОВОЇ КОНСТРУКЦІЇ СОНЯЧНОГО ЕЛЕМЕНТУ З КЕСТЕРИТНИМ БАЗОВИМ ШАРОМ

Створено тонкоплівкову композицію для нової конструкції сонячного елементу з кестеритним базовим шаром шляхом застосування двох недорогих і придатних для широкомасштабного виробництва рідиннофазних методів, а саме електроосадження і методу послідовної абсорбції і реакції іонних шарів. Вивчено структуру і оптичні властивості окремих шарів, досліджено електричні властивості гетероструктури Mo/p-Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub>/n-ZnS/AI. Бібл. 10, рис. 5. Ключові слова: тонкоплівковий сонячний елемент, кестерит, вольт-амперна характеристика.

Создана тонкопленочная композиция для новой конструкции солнечного элемента с кестеритным базовым слоем путем применения двух недорогих и пригодных для широкомасштабного производства жидкофазных методов, а именно электроосаждения и метода последовательной адсорбции и реакции ионных слоев. Изучена структура и оптические свойства отдельных слоев, исследованы электрические свойства гетероструктуры Mo/p-Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub>/n-ZnS/AI. Библ. 10, рис. 5.

Ключевые слова: тонкопленочный солнечный элемент, кестерит, вольт-амперная характеристика.

Вступ. Основою сучасної геліоенергетики є сонячні елементи (СЕ) на базі кремнію, проте на даний час все більш конкурентноздатними стають тонкоплівкові фотоелектричні перетворювачі сонячної енергії, насамперед завдяки притаманній їм низькій вартості. Однак проблемою найбільш ефективних сучасних тонкоплівкових CE на базі телуриду кадмію (CdTe) і діселеніду міді, галію і індію (Cu(InGa)Se<sub>2</sub>) є наявність в їх складі токсичних, малодоступних і дорогих компонентів. Тому різними науковими школами проводиться інтенсивний пошук нових матеріалів і способів створення ефективних тонкоплівкових сонячних елементів з іншим елементним складом. Четверна напівпровідникова сполука кестериту  $Cu_2ZnSnS_4$  (CZTS) визнана [1-7] перспективним матеріалом для використання у якості базового шару в тонкоплівкових сонячних елементах, оскільки є прямозонним напівпровідником, має оптимальне для поглинання сонячної енергії значення ширини забороненої зони ~ 1,5 eB і високий коефіцієнт поглинання світла (>10<sup>4</sup> см<sup>-1</sup>). Хімічні елементи, з яких складається Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub>, нетоксичні і широко розповсюджені в природі, що сприяє низькій вартості кестеритних фотоелектричних перетворювачів [1-7]. У той же час, максимальна ефективність кестеритних СЕ досі не перевищує 12.6 % [1] при теоретично можливому ККД 32 % [3].

Постановка задачі. Для виготовлення структур на основі  $Cu_2ZnSnS_4$  використовується багато методів і серед них найбільш придатними для масового виробництва кестеритних СЕ є невакуумні рідиннофазні методи, яким приділяється особлива увага дослідницьких шкіл в усьому світі [3-7]. Наприклад, як вже було показано нами в [5], полікристалічні шари  $Cu_2ZnSnS_4$  можуть бути виготовлені двостадійним методом (E+S), який включає електроосадження зі стандартних розчинів плівкових металічних стеків Cu-Zn-Sn i їх подальшу сульфурізацію, тобто відпал в парах сірки. Однак плівки  $Cu_2ZnSnS_4$  товщиною ~1 мкм, виготовлені нами за допомогою вищевказаного методу електроосадження і сульфурізації, виявилися пористими, що унеможливило їх використання у якості базових шарів тонкоплівкових СЕ без застосування додаткових прийомів для збільшення шунтуючого опору  $R_{sh}$  з метою запобігання короткого замикання приладів. Іншим перспективним методом для масового виробництва тонких напівпровідникових шарів CZTS є рідиннофазне молекулярне нашарування (SILAR). Авторами [7, 8] створено тонкоплівкові кестеритні сонячні елементи на базі плівок Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub>, які було сформовано методом SILAR, однак ефективність цих СЕ не перевищувала 2.33 % [7], ймовірно, через нанокристалічну природу осаджених за допомогою SILAR шарів Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub>. В даній роботі для виготовлення базового шару p-Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub> тонкоплівкового кестеритного СЕ було поєднано переваги двох методів, (E+S) і SILAR. З метою утворення гетеропереходу на поверхню кестериту р-типу провідності осаджувати методом SILAR шар нетоксичного широкозонного електронного напівпровідника сульфіду цинку n-ZnS. В роботі досліджено кристалічну структуру і оптичні властивості окремих шарів, а також досліджено електричні параметри тонкоплівкової композиції для нової конструкції сонячного елементу з кестеритним базовим шаром.

Методика експерименту. Електрохімічне осадження прекурсорів кестеритів у вигляді стеку із трьох металевих шарів з послідовністю чергування Cu/Sn/Zn виконувалося в гальваностатичному режимі при кімнатній температурі в стандартних водних електролітах, в оптимізованих нами раніше [4, 5] режимах. Електроліт міднення містив 90 г/л CuSO<sub>4</sub>·5H<sub>2</sub>O і 120 г/л H<sub>2</sub>SO<sub>4</sub>, час електроосадження становив 23 с, густина катодного струму 44 мА/см<sup>2</sup>. Для осадження плівки олова протягом 169 с при густині катодного струму 7 мА/см<sup>2</sup> використовували пірофосфатний електроліт, який містив 80 г/л SnCl<sub>2</sub>, 180 г/л Na<sub>4</sub>P<sub>2</sub>O<sub>7</sub> i 50 г/л NH<sub>4</sub>Cl. Цинкування проводили в розчині, який складався з 12 г/л ZnO, 240 г/л NH<sub>4</sub>Cl, 20 г/л H<sub>3</sub>BO<sub>3</sub> i 1 г/л столярного клею, час осадження цинку був 177 с, густина катодного струму становила 7 мА/см<sup>2</sup>. Електроосадження металевих плівок здійснювали за допомогою стабілізованого джерела живлення постійного струму ТЕС 5060-1 і двохелек-

© Н.П. Клочко, Г.С. Хрипунов, О.В. Лук'янова, В.Р. Копач, Н.Д. Волкова, В.С. Корсун, В.М. Любов, М.В. Кириченко, М.М. Харченко

тродної електрохімічної комірки з анодом з нержавіючої сталі. Підкладками (тобто катодами, або робочими електродами) слугували пластини із молібденової жерсті товщиною 400 мкм. Процес сульфурізації для перетворення прекурсорів в кестерит за методикою (E+S) здійснювався в парах сірки при температурі 550 °C протягом 1 години згідно з описаним в [5].

Осадження плівок кестериту методом SILAR на виготовлений за допомогою (E+S) шар Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub>, а також на підкладки зі скла К8 проводили згідно [7] шляхом послідовного занурення поверхонь в окремі водні розчини, так звані катіонні і аніонні ванни, за умов кімнатної температури. Кожне занурення супроводжувалося промиванням у дистильованій воді з метою видалення з поверхні погано зчеплених з нею частинок. Катіонна ванна (I) містила 0,08 М CuSO<sub>4</sub> і 0,04 М SnSO<sub>4</sub>. Занурення в ній тривало 30 с. Після промивання дистильованою водою протягом 10 с поверхню занурювали на 5 с в аніонний розчин 0.16 M Na<sub>2</sub>S і знову промивали дистильованою водою протягом 10 с. Для завершення циклу SILAR поверхню занурювали в катіонну ванну (II), тобто в розчин 0,4 М ZnSO<sub>4</sub> протягом 30 с, після чого промивали дистильованою водою протягом 10 с. Плівки кестериту бажаної товщини були отримані шляхом повторення N = 80 циклів SILAR.

Перед нанесенням плівки ZnS для створення гетеропереходу процес іонного травлення кестериту з метою видалення нанозеренного кестеритного шару з фронтальної поверхні Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub>, виготовленого за допомогою (E+S), проводили в атмосфері аргону у вакуумній системі УВН-71Р-3, оснащеній системою магнетронного розпилення. Струм розряду становив 90-100 мА, напруга анода складала 2,4 кВ. Тиск в камері змінювалося від  $3 \times 10^{-5}$  Торр до  $8 \times 10^{-4}$  Торр, після впуску аргону. Тривалість іонного травлення становила 3 хв.

Для осадження методом SILAR плівок ZnS на поверхню кестериту або на підкладки зі скла K8 зразки послідовно занурювали в водний розчин 0,01 M Zn(CH<sub>3</sub>COO)<sub>2</sub> при температурі 70-80 °C протягом 20 с, в дистильовану воду протягом 10 с, в 0,01 M Na<sub>2</sub>S при 70-80 °C протягом 20 с і знову в дистильовану воду протягом 10 с. Температура дистильованої води була 40-45 °C. Товщину плівки сульфіду цинку регулювали багатократним повторенням цього процесу. Кількість циклів SILAR при створенні плівок ZnS варіювали від N = 30 до N = 150.

З метою аналізу структури шарів Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub> і ZnS рентгенівські спектри (XRD) реєстрували за допомогою дифрактометра ДРОН-4 у випроміненні СоКа ( $\lambda_{CoKa} = 1,7889$  Å). Сканування проводили при фокусуванні по Бреггу-Брентано ( $\theta$ -2 $\theta$ ). Аксіальну текстуру визначали за методом Харріса згідно [4, 5]. Розмір кристалічних зерен *D* розраховували по методу Шеррера відповідно до [1,6].

Дослідження оптичних властивостей шарів здійснювалося з використанням спектрофотометра СФ-2000, оснащеного приставкою дзеркального та дифузного відбиття СФО-2000. У якості контрольних зразків при реєстрації спектрів оптичного пропускання  $T(\lambda)$  в інтервалі довжин хвиль  $\lambda$  від 300 до 1100 нм використовували підкладки зі скла К8. Вимірювання спектрів відбиття  $R(\lambda)$  проводили при нормальному падінні світла. Оптичну ширину забороненої зони  $E_g$  плівок Cu<sub>2</sub>SnZnSe<sub>4</sub> визначали шляхом екстраполяції на вісь енергії лінійної частини залежності  $[-\ln(T/(1-R)^2)\cdot hv]^2$  від енергії квантів hv.

Визначення типу провідності напівпровідникових шарів Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub> і ZnS здійснювали стандартним методом гарячого зонду. Для вивчення електричних властивостей гетеропереходу n-ZnS/p-Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub> були створені омічні контакти Al/ZnS і Al/Mo шляхом вакуумного напилення двох алюмінієвих смужок розміром 0,1 × 0,3 см. Отримана тонкоплівкова композиція для нової конструкції сонячного елементу з кестеритним базовим шаром, ідеалізовану схему якої показано на рис. 1, була використана для вимірювань темнових вольт-амперних (I-U) характеристик (BAX), які було проведено за схемою характеріографа, а саме шляхом підключення до промислового характеріографа Л2-56 з метою прямої візуалізації ВАХ на екрані осцилографа. Полярність напруги зсуву U відповідала знаку «мінус» на Мо і знаку «плюс» на ZnS. Кількісний аналіз ВАХ проводили згідно [9]. Послідовний опір R<sub>S</sub> і шунтуючий опір R<sub>sh</sub> розраховували із використанням наступних рівнянь:

$$R_s/S = dU/dI_{(U \ge 0,4 \text{ B})},$$
(1)  

$$R_s/S = dU/dI_{(U \ge 0,4 \text{ B})},$$
(2)

$$R_{sh}/S = dU/dI_{(U \le 0,3B)},$$
 (2)

де S – площа контакту (0,03 см<sup>2</sup>); I – густина струму. Висоту випрямляючого бар'єру Ф визначали шляхом екстраполяції дотичної до  $dU/dI_{(U \ge 0,4 \text{ B})}$  на вісь напруги.



Рис. 1. Схематичне зображення тонкоплівкової композиції для нової конструкції сонячного елементу з кестеритним базовим шаром. Сірі колони – шар Cu<sub>2</sub>SnZnS<sub>4</sub>, отриманий методом (E+S) ( $D \approx 87$  нм). Напівпрозорий коричневий шар – нанозеренний кестерит, виготовлений SILAR при N = 80 ( $D \approx 2,5$  нм). Прозора сіра плівка – шар ZnS, створений методом SILAR при N = 40 (2,5 < D < 4,1 нм)

Результати та їх обговорення. Дослідження кристалічної структури шару, виготовленого шляхом електрохімічного осадження на поверхню молібденової жерсті стеку Cu/Sn/Zn і подальшої його сульфурізації в парах сірки, показали (рис. 2), що цей шар є полікристалічним і однофазним, складається із кестериту Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub>. Аналіз структурних параметрів шару Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub>, виготовленого методом (E+S), виявив практичну відсутність текстури, параметри решітки

синтезованих кестеритів мало відрізнялися від еталонних для фази кестериту  $Cu_2ZnSnS_4$  (JCPDS № 260575). Середній розмір кристалічних зерен у виготовленому методом (E+S) шарі  $Cu_2ZnSnS_4$  товщиною 1,9 мкм становив  $D \approx 73$ нм.



Рентген-дифрактометричний аналіз кестеритних плівок, виготовлених за 80 циклів SILAR на підкладках з Мо і на скляних пластинах, показав, що вони є рентгеноаморфними. Стосовно оптичних властивостей, які демонструє рис.3, можна зазначити, що осаджена методом SILAR (N = 80) на скло К8 кестеритна плівка добре поглинає сонячне світло і має пряму оптичну заборонену зону  $E_g \approx 1,7$  eB, що на 0,2 eB перевищує значення  $E_g$ , характерне для масивного матеріалу Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub>. Згідно [10], «блакитний зсув», який ми спостерігаємо, є проявом квантового обмеження, пов'язаного з меншим ніж 3 нм розміром кристалітів в одержаному нами методом SILAR кестеритному шарі. За даними [10], при значеннях Е<sub>g</sub> як у наших кестеритних шарів, виготовлених SILAR,  $D \approx 2,5$  нм. Виміри методом термозонда показали, що усі кестеритні шари мали р-тип провідності. На нашу думку, такі створені методом SILAR нанозеренні кестеритні плівки можуть повністю покривати поверхню більш крупнокристалічного кестеритного шару, отриманого методом (E+S), включно, заповнювати в ньому усі пори і пустоти. Одночасно, наявність нанозеренних шарів на ділянці поблизу гетеропереходу є небажаною через збільшення швидкості поверхневої рекомбінації для нерівноважних носіїв заряду і здатна призводити до небажаного росту послідовного опору R<sub>s</sub> сонячного елемента. Прискорення рекомбінації носіїв може позначитися як зниженні фотоструму сонячного елемента, а збільшення R<sub>s</sub> викликатиме зменшення коефіцієнта заповнення світлових вольт-амперних характеристик СЕ. Щоб уникнути цього, ми використали іонне травлення кестеритної поверхні із видаленням з поверхні близько 6 нм нанозеренного кестериту перед нанесенням на нього шару ZnS.

На рис. 4 показано, що виготовлений SILAR шар ZnS навіть при N = 150 є нанокристалічним, що ускладнює точне визначення типу кристалічної гратки цього матеріалу. Розрахунки показали, що розмір зерен ZnS в цій плівці  $D \approx 4,1$  нм.

Рис. 5 демонструє зовнішній вигляд, а також дозволяє оцінити оптичні властивості більш тонких шарів ZnS, виготовлених методом SILAR. Як видно на рис. 5, прозорість отриманих плівок ZnS SILAR достатньо велика, у видимому діапазоні вона перевищує 85 %. Ширина забороненої зони для прямих оптичних переходів  $E_g \approx 3,55$  eB, тобто відповідає значенню  $E_g$  для масивного матеріалу сульфіду цинку.



Рис. 3. Спектри оптичного пропускання (*a*), дифузного відбиття (б) та дзеркального відбиття (в) отриманої методом SILAR (80 циклів) кестеритної плівки на підкладці зі скла K8; г – графічна залежність для визначення ширини оптичної забороненої зони цієї плівки



Рис. 4. Рентгенівська дифрактограма шару ZnS, отриманого SILAR за N = 150 на підкладці зі скла K8. На нижньому графіку показані теоретичні дифракційні картини двох гексагональних (вюрцит) і однієї кубічної (сфалерит) кристалічних модифікацій ZnS



Рис. 5. a – Фото шару ZnS, отриманого SILAR за N = 80. Оптичні властивості тонких плівок, отриманих SILAR за N = 30 і N = 80:  $\delta$  – спектри пропускання; e – коефіцієнт дифузного відбиття; e – дзеркальне відбиття;  $\partial$  – графіки для визначення  $E_g$ 

Виміри за допомогою термозонду показали, що плівки ZnS мають *n*-тип провідності. Темнова BAX продемонструвала наявність в досліджуваній гетероструктурі Mo/*p*-Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub>/*n*-ZnS/Al випрямляючого переходу. На підставі співвідношення роботи виходу і спорідненості до електрону Мо, Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub>, ZnS i Al, можна зробити висновок, що випрямляючим гетеропереходом є саме *p*-Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub>/*n*-ZnS. Як випливає з результатів кількісного аналізу BAX, отримана гетероструктура має низький шунтуючий опір  $R_{sh} = 4,6$ Ом'см<sup>2</sup>. У той же час, її послідовний опір Rs = 0,23Ом'см<sup>2</sup> близький до значення, яке оптимальне для сонячних елементів. Висота ректифікаційної бар'єру  $\Phi \approx 0,71$  eB.

#### Висновки.

1. Шляхом застосування двох недорогих і придатних для широкомасштабного виробництва рідиннофазних методів, а саме електроосадження і методу послідовної абсорбції і реакції іонних шарів, була успішно виготовлена тонкоплівкова композиція n-ZnS/p-Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub>.

2. Дослідження темнових вольт-амперних характеристик структури Al/ZnS/Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub>/Mo показало, що використання нанозеренного шару кестериту, виготовленого методом SILAR, ефективно запобігає виникненню шунтуючого опору в базовому шарі Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub> та дозволяє отримувати випрямні бар'єри.

3. Оптимальні оптичні властивості нанозеренного шару ZnS та базового шару кестериту сприяє використанню таких гетероструктур в тонкоплівкових сонячних елементах, що активно поглинають сонячне світло в видимому діапазоні.

4. Для покращення діодних та електронних параметрів гетероструктури  $n-ZnS/p-Cu_2ZnSnS_4$  потрібна оптимізація процесу іонного травлення базового шару кестериту.

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

**1.** Parthibaraj V., Tamilarasan K., Pugazhvadivu K.S., Rangasami C. Growth and characterization of  $Cu_2ZnSnS_4$  thin film by rf-magnetron sputtering // International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology. – 2015. – vol.4. – no.2. – pp. 670-675.

**2.** Dhakal T.P., Peng C.-Y., Tobias R.R., Dasharathy R., Westgate C.R. Characterization of a CZTS thin film solar cell grown by sputtering method // Solar Energy. – 2014. – vol.100. – pp. 23-30.

3. Vanalakar S.A., Kamble A.S., Shin S.W., Mali S.S., Agawane G.L., Patil V.L., Kim J.Y., Patil P.S., Kim J.H. Simplistic toxic to non-toxic hydrothermal route to synthesize  $Cu_2ZnSnS_4$  nanoparticles for solar cell applications // Solar Energy. – 2015. – vol.122. – pp. 1146-1153.

**4.** Klochko N.P., Khrypunov G.S., Volkova N.D., Kopach V.R., Momotenko A.V., Lyubov V.N. Structure and properties of electrodeposited films and film stacks for precursors of chalcopyrite and kesterite solar cells // Semiconductors. – 2014. – vol.48. – no.4. – pp. 521-530.

5. Клочко Н.П., Момотенко А.В., Любов В.Н., Волкова Н.Д., Копач В.Р., Хрипунов Г.С., Кириченко М.В., Зайцев Р.В. Кестеритные слои, полученные сульфуризацией электроосажденных металлических прекурсоров // Физическая инженерия поверхности. – 2014. – vol.12. – по.4. – рр. 487-504.

6. Swami S. K., Chaturvedi N., Kumar A., Dutta V. Effect of deposition temperature on the structural and electrical properties of spray deposited kesterite ( $Cu_2ZnSnS_4$ ) films // Solar Energy. – 2015. – vol.122. – pp. 508-516.

7. Suryawanshi M.P., Patil P.S., Shin S.W., Gurav K.V., Agawane G.L., Gang M.G., Kim J.H., Moholkar A.V. The synergistic influence of anionic bath immersion time on the photoelec-

trochemical performance of CZTS thin films prepared by modified SILAR sequence // RSC Advances. – 2014. – vol.4. – pp. 18537-18540.

8. Suryawanshi M.P., Shin S.W., Ghorpade U.V., Gurav K.V., Agawane G.L., Hong C.W., Yun J.H., Patil P.S., Kim J.H., Moholkar A.V. A chemical approach for synthesis of photoelectrochemically active  $Cu_2ZnSnS_4$  (CZTS) thin films // Solar Energy. – 2014. – vol.110. – pp. 221-230.

9. Ghosh B., Chowdhury S., Banerjee P., Das S. Fabrication of CdS/SnS heterostructured device using successive ionic layer adsorption and reaction deposited SnS // Thin Solid Films. -2011. - vol.519. - pp. 3368-3372.

*10.* Chernomordik B.D., Béland A.E., Trejo N.D., Gunawan A.A., Deng D.D., Mkhoyan K.A., Aydil E.S. Rapid facile synthesis of  $Cu_2ZnSnS_4$  nanocrystals // Journal of Materials Chemistry A. – 2014. – vol.2. – pp. 10389-10395.

#### REFERENCES

*I.* Parthibaraj V., Tamilarasan K., Pugazhvadivu K.S., Rangasami C. Growth and characterization of Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub> thin film by rf-magnetron sputtering. *International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology*, 2015, vol. 4, no.2, pp. 670-675. doi: 10.15680/IJIRSET.2015.0402086.

2. Dhakal T.P., Peng C.-Y., Tobias R.R., Dasharathy R., Westgate C.R. Characterization of a CZTS thin film solar cell grown by sputtering method. *Solar Energy*, 2014, vol. 100, pp. 23-30. doi:10.1016/j.solener.2013.11.035.

3. Vanalakar S.A., Kamble A.S., Shin S.W., Mali S.S., Agawane G.L., Patil V.L., Kim J.Y., Patil P.S., Kim J.H. Simplistic toxic to non-toxic hydrothermal route to synthesize  $Cu_2ZnSnS_4$  nanoparticles for solar cell applications. *Solar Energy*, 2015, vol. 122, pp. 1146–1153. doi:10.1016/j.solener.2015.10.045.

**4.** Klochko N.P., Khrypunov G.S., Volkova N.D., Kopach V.R., Momotenko A.V., Lyubov V.N. Structure and properties of electrodeposited films and film stacks for precursors of chalcopyrite and kesterite solar cells. *Semiconductors*, 2014, vol. 48, no. 4, pp. 521-530. doi:10.1134/S1063782614040150.

5. Klochko N.P., Momotenko A.V., Lyubov V.N., Volkova N.D., Kopach V.R., Khrypunov G.S., Kirichenko M.V., Zaitsev R.V. Kesterite layers obtained by sulfurization of electrodeposited metal precursors. *Fizicheskaya inzheneriya poverkhnosti - Physical Surface Engineering*, 2014, vol. 12, no.4, p.487-504. (Rus).

**6.** Swami S. K., Chaturvedi N., Kumar A., Dutta V. Effect of deposition temperature on the structural and electrical properties of spray deposited kesterite (Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub>) films. *Solar Energy*, 2015, vol. 122, pp. 508–516. **doi:10.1016/j.solener.2015.09.027.** 

7. Suryawanshi M.P., Patil P.S., Shin S.W., Gurav K.V., Agawane G.L., Gang M.G., Kim J.H., Moholkar A.V..The synergistic influence of anionic bath immersion time on the photoelectrochemical performance of CZTS thin films prepared by modified SILAR sequence. *RSC Advances*, 2014, vol. 4, pp. 18537-18540. doi:10.1039/c4ra01208a.

**8.** Suryawanshi M.P., Shin S.W., Ghorpade U.V., Gurav K.V., Agawane G.L., Hong C.W., Yun J.H., Patil P.S., Kim J.H., Moholkar A.V. A chemical approach for synthesis of photoelec-trochemically active Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub> (CZTS) thin films. *Solar Energy*, 2014, vol. 110, pp. 221-230. doi:10.1016/j.solener.2014.09.008.

**9.** Ghosh B., Chowdhury S., Banerjee P., Das S. Fabrication of CdS/SnS heterostructured device using successive ionic layer adsorption and reaction deposited SnS. *Thin Solid Films*, 2011, vol. 519, pp. 3368-3372. doi:10.1016/j.tsf.2010.12.151.

*10.* Chernomordik B.D., Béland A.E., Trejo N.D., Gunawan A.A., Deng D.D., Mkhoyan K.A., Aydil E.S. Rapid facile synthesis of Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub> nanocrystals. *Journal of Materials Chemistry A*, 2014, vol. 2, pp. 10389-10395, doi:10.1039/c4ta01658k.

Поступила (received) 08.06.2016

Клочко Наталя Петрівна<sup>1</sup>, к.т.н., с.н.с., Хрипунов Геннадій Семенович<sup>1</sup>, д.т.н., проф. Лук'янова Олександра Віталіївна<sup>1</sup>, асп., Копач Володимир Романович<sup>1</sup>, к.т.н., с.н.с., Волкова Неоніла Дмитрієвна<sup>2</sup>, к.х.н., проф., Корсун Валерія Евгеніївна<sup>1</sup>, асп., Любов Віктор Миколаєвич<sup>1</sup>, н.с., Кириченко Михайло Валерійович<sup>1</sup>, к.т.н., с.н.с., Харченко Микола Михайлович<sup>1</sup>, н.с.

<sup>1</sup> Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», 61002, Харків, вул. Кирпичова, 21, тел/phone +38 057 7315691, e-mail: klochko\_np@mail.ru <sup>2</sup> Національний аерокосмічний університет ім. М.Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», 61070, Харків, вул. Чкалова, 17, тел/phone +38 050 3034545,

N.P. Klochko<sup>1</sup>, G.S. Khrypunov<sup>1</sup>, O.V. Lukianova<sup>1</sup>,

V.R. Kopach<sup>1</sup>, N.D. Volkova<sup>2</sup>, V.E. Korsun<sup>1</sup>, V.M. Lyubov<sup>1</sup>, M.V. Kyrychenko<sup>1</sup>, M.M. Kharchenko<sup>1</sup>

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

<sup>2</sup> Kharkiv Aviation Institute National Aerospace University,

17, Chkalova Str., Kharkiv, 61070, Ukraine.

# Creation of thin film composition for a new design of solar cells with kesterite base layer.

Purpose. Development of physical and technological conditions of thin film ZnS/Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub> heterostructure fabrication for kesterite solar cells. Methodology. For ZnS/Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub> synthesis we used two inexpensive and suitable for large-scale production liquid-phase methods, namely electrodeposition with sulfurization (E+S) and successive ionic layer adsorption and reaction (SILAR) method. Main kesterite layers were obtained by E+Smethod using Cu/Sn/Zn metal precursors. SILAR was utilized to deposit nanograin kesterite and ZnS films on the Mo/Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub> surfaces as well as on glass substrates for investigation of their optical and structural properties. The desired thickness of kesterite or ZnS films was obtained by repeating SILAR cycles. Before applying ZnS layer ion etching of kesterite surface was made. Results. The study of crystal structure of samples fabricated by E+S method has shown that this layer is polycrystalline, single-phase and consists of kesterite Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub> with average size of crystal grains 73 nm. SILAR kesterite films were Xray amorphous with less than 3 nm crystallite size and had a direct optical bandgap  $E_g \approx 1.7 \text{ eV}$ , which is 0.2 eV higher than the  $E_g$  value of main  $Cu_2ZnSnS_4$ . The measurements by the hot probe showed that all kesterite layers have p-type conductivity. SILAR n-type ZnS layers were nanocrystalline as well. As a result, usage of such layers according to the dark I-U characteristics allowed creating Mo/p-Cu<sub>2</sub>ZnSnS<sub>4</sub>/n-ZnS/Al heterojunctions with rectifying barrier. Originality. The offered design of thin film composition can be used for kesterite solar cell fabrication on an industrial scale. Practical value. By kesterite ion etching process refinement diode and electronic parameters of  $n-ZnS/p-Cu_2ZnSnS_4$  heterojunctions can be improved. References 10, figures 5.

*Key words:* thin film solar cell, kesterite, current-voltage characteristics.

В.И. Колосов, Е.В. Васечко

### **DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДВУХСТУПЕНЧАТОЙ СТРУКТУРЫ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ** ЭНЕРГИИ СОЛНЕЧНОЙ БАТАРЕИ В СЕТЬ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Проведено аналіз вимог до DC-DC ступені перетворення в складі двоступеневої структури для передачі енергії сонячних батарей в однофазну мережу змінного струму. Запропоновано симетрична схема DC-DC перетворювача з одним керованим ключовим елементом і зниженою робочою напругою на всіх активних елементах. З використанням часових діаграм і спрощених схем досліджено процеси в схемі перетворювача на робочих інтервалах комутації ключового елемента. Визначено передавальна характеристика, напруга синфазної завади і потужність втрат провідного стану активних елементів. Наведено результати випробувань експериментального зразка перетворювача з вихідною потужністю ІкВт. Бібл. 10, табл. 1, рис. 9.

*Ключові слова:* підвищуючий DC-DC перетворювач, синфазна завада, струми витоку, потужність втрат в активних елементах.

Проведен анализ требований к DC-DC ступени преобразования в составе двухступенчатой структуры для передачи энергии солнечных батарей в однофазную сеть переменного тока. Предложена симметричная схема DC-DC преобразователя с одним управляемым ключевым элементом и сниженным рабочим напряжением на всех активных элементах. С использованием временных диаграмм и упрощенных схем исследованы процессы в схеме преобразователя на рабочих интервалах коммутации ключевого элемента. Определены передаточная характеристика, напряжение синфазной помехи и мощность потерь проводимости активных элементов. Приведены результаты испытаний экспериментального образца преобразователя с выходной мощностью ІкВт. Библ. 10, табл. 1, рис. 9.

Ключевые слова: повышающий DC-DC преобразователь, синфазная помеха, токи утечки, мощность потерь в активных элементах.

Введение. Двухступенчатые неизолированные DC-DC, DC-AC структуры преобразования и передачи энергии солнечных батарей (СБ) в сеть переменного тока (рис.1) находят широкое применение в автономных низковольтных (48-120В) системах, устанавливаемых на поверхности крыш домов с жилыми помещениями [1-3].

Положительной особенностью таких структур является распределение общих функций, связанных с реализацией процесса преобразования, и раздельное выполнение их части каждой из ступеней. Первая DC-DC ступень преобразования приводит рабочий диапазон входного постоянного напряжения  $U_{pv}$  от CБ к фиксированному уровню напряжения 400В, достаточному для формирования из него во второй DC-AC ступени переменного тока, который направляется в однофазную сеть 220В/50Гц.

На первую ступень возлагается функция максимального отбора мощности (МРРТ) от СБ и подавление низкочастотных (НЧ) пульсаций с частотой 100Гц, вызванных синусоидальной формой потребляемого тока DC-AC ступени.

Повышенный уровень пульсаций приводит к дополнительному разогреву СБ и, как следствие, к сокращению срока службы и эффективности их работы [3].

Пульсации тока вызывают также отклонения от точки максимального отбора мощности СБ, что снижает эффективность системы регулирования. Для того, чтобы отбор мощности достигал 98 % от максимального значения, амплитуда пульсаций выходного напряжения СБ не должна превышать 8,5 % [2].

Кроме того, пульсирующая форма увеличивает действующее значение потребляемого тока и обуславливает дополнительные потери мощности непосредственно в DC-DC ступени [4]. Снижение НЧ пульсаций входного тока DC-DC ступени возможно путем увеличения комплексного выходного сопротивления переменному току этой ступени [4, 5]. Такой эффект достигается построением системы регулирования (рис. 1), которая изменением коэффициента передачи стабилизирует значение входного тока DC-DC ступени. При этом постоянное напряжение на промежуточном конденсаторе С под-держивается на фиксированном уровне автономной системой управления второй DC-AC ступени посредством регулирования выходного переменного тока.



Рис. 1. Схема двухступенчатой структуры преобразователя

К системам преобразования энергии СБ в европейских стандартах предъявляются достаточно жесткие требования по электромагнитной совместимости [2,3,6]. Это подтверждается тем, что при значительной паразитной распределённой ёмкости  $C_g$  солнечных панелей относительно заземляемого корпуса, которая может достигать значений (0,5-1) мкФ на 1 кВт максимальной выходной мощности [1, 6], стандарт DIN-VDE 0126-1-1 ограничивает установившееся допустимое действующее значение тока утечки  $I_g$  через паразитную ёмкость на уровне 300 мА.

© В.И. Колосов, Е.В. Васечко

Такие требования обуславливают применение специальных схемотехнических приёмов, обеспечивающих максимальное снижение токов утечки. Одним из таких приёмов является симметрирование схемы относительно питающего напряжения и нагрузки [7].

Постановка задачи. Традиционно ступень DC-DC преобразования реализуется на основе классического Boost или двойного Dual Boost [8] преобразователей, в которых регулирование проводится посредством ШИМ управления импульсными ключами.

К недостаткам таких преобразователей следует отнести высокие рабочие напряжения на ключах и диодах и связанные с этим повышенные статические и динамические потери мощности в них при требовании получения больших значений коэффициента передачи. Высокие перепады напряжения на элементах в процессе коммутации являются источником создаваемых помех, а асимметричное питание схемы Boost требует для подавления синфазной помехи применение элементов дополнительной фильтрации.

Учитывая недостатки аналогов, можно сформулировать основные требования, предъявляемые к ступени DC-DC преобразования:

• минимальное количество управляемых активных элементов;

• снижение рабочего напряжения активных элементов до уровня значительно меньшего, чем выходное напряжение преобразователя;

• достижение приемлемого КПД при больших значениях коэффициента передачи (*M* =3-5);

• снижение синфазной помехи и токов утечки.

Особенность поведения выходного напряжения СБ в точке МРРТ и влияние на него температурных условий эксплуатации приводит к двукратному его изменению [2], что определяет соответствующее требование к диапазону регулирования DC-DC ступени преобразования.

Целью работы является создание схемы ступени DC-DC преобразования, отвечающей поставленным требованиям, а также анализ мощности потерь в активных элементах предложенного устройства.

Схема преобразователя. В основу нового схемотехнического решения положен симметричный вариант повышающего преобразователя с умножением напряжения [9], приведенный на рис. 2.

Преобразователь содержит регулируемую ячейку повышения напряжения 1 с выходным конденсатором  $C_2$  и две нерегулируемых ячейки вольтодобавки 2, 3 с выходными конденсаторами  $C_4$   $C_6$ . Выходное напряжение преобразователя  $U_0$  представляет сумму напряжений на этих конденсаторах, то есть:

$$U_0 = U_{C2} + U_{C4} + U_{C6} \,. \tag{1}$$

Положительная особенность такого решения состоит в использовании только одного управляемого ключа S со сниженным рабочим напряжением  $U_S$ , равным половине выходного напряжения  $U_0$ , и низковольтных диодов (Шоттки) с максимальным обратным напряжением в одну четвертую часть от выходного.

Принцип действия преобразователя (рис. 2) иллюстрируется на временных диаграммах токов и напряжений (рис. 3) и аналогичен работе преобразователя с асимметричным питанием [9]. Однако симметрирование исходной схемы привело к появлению целого ряда особенностей, что требует отдельного рассмотрения принципа работы нового схемотехнического решения.



Анализ процессов в схеме. В работе преобразователя (рис. 2) на периоде коммутации T следует выделить три интервала времени DT,  $D_1T$  и  $D_2T$  (рис. 3), для которых состояние активных элементов показано в виде упрощенных схем на рис. 4-6.

Параметры  $D, D_1, D_2$  являются показателями относительного времени и для них справедливо равенство:  $D + D_1 + D_2 = 1$ .

В упрощенных схемах (рис. 4-6) для каждого из интервалов времени активные элементы (ключ и диоды) схемы на рис. 2, находящиеся в проводящем состоянии, заменены перемычками с одноименным обозначением, а непроводящие элементы исключены полностью.

На схемах также нанесены штриховыми линиями паразитные ёмкости выводов питания в виде конденсаторов  $C_g$ , соединённых с точкой заземления G корпуса СБ, и симметричная нагрузка  $R_L$ , каковой является последующая ступень DC-AC преобразования. Напряжения  $U_A$ ,  $U_B$  определены относительно потенциала виртуального нуля с уровнем E/2.

При анализе процессов делаются такие допущения: приращения тока дросселя пренебрежимо малы, а элементы схемы имеют идеальные характеристики и потери мощности в них не учитываются.

На интервале  $DT [t_0 < t < t_1]$  (рис. 4) ключ S находится в проводящем состоянии (рис. 3,*a*) и через него протекают два тока: нарастающий ток  $I_{L1}$  накопления энергии в дросселе  $L_1$  от источника питания E (рис. 3,*b*) и ток  $I_C$  резонансного заряда конденсаторов C<sub>3</sub>, C<sub>5</sub> через дроссели  $L_2$ ,  $L_3$  от конденсатора C<sub>2</sub> (рис. 3,*f*).

Ток резонансного заряда имеет форму синусоидальной полуволны, длительность которой зависит от индуктивности дросселей L<sub>2</sub>, L<sub>3</sub> и ёмкости конденсаторов C<sub>3</sub>, C<sub>5</sub>. При равенствах  $L_2=L_3=L_{2,3}$  и  $C_3=C_5=C_{3,5}$ длительность полуволны определяется выражением:

$$t_r = \pi \cdot \sqrt{L_{2,3} \cdot C_{3,5}} \ . \tag{2}$$



Рис. 3. Временные диаграммы токов и напряжений

Оптимальным выбором значений параметров  $L_{2,3}$  и  $C_{3,5}$  является условие равной длительности резонансного заряда  $t_r$  и интервала *DT*. При этом регулирование коэффициента передачи осуществляется путем изменения частоты с фиксированным интервалом *DT*.



Рис. 4. Упрощенная схема преобразователя на интервале DT

Во время резонансного процесса конденсаторы C<sub>3</sub>, C<sub>5</sub> заряжаются током (рис. 3,g) от начального напряжения  $U_{C3}=U_{C5}=(U_{C2}/2-\varDelta U_C/2)$  до напряжения  $U_{C3}=U_{C5}=(U_{C2}/2+\varDelta U_C/2)$  и в целом приобретают приращение напряжения  $\varDelta U_C$  (рис. 3,*h*).

Из условия, что приращение напряжения  $\Delta U_C$  на конденсаторах С<sub>3</sub>, С<sub>5</sub> должно обеспечивать на интервале *DT* запас энергии, необходимой для поддержания

части выходной мощности от ячеек вольтодобавки 2,3, можно определить ёмкость конденсаторов:

$$C_2 = C_3 = \frac{I_o \cdot T}{\Delta U_C},\tag{3}$$

где *I*<sub>0</sub> – выходной ток преобразователя.

Индуктивность дросселей  $L_2$ ,  $L_3$  резонансного заряда при оптимальных условиях, когда  $t_r = DT$  находим из выражения (2):

$$L_3 = L_5 = \left(\frac{DT}{\pi}\right)^2 \cdot \frac{1}{C_{2,3}} \,. \tag{4}$$

На интервале  $D_1T[t_1 < t < t_2]$  (рис. 5) ключ S переходит в непроводящее состояние (рис. 3,*a*). При этом спадающим током дросселя  $I_{L1}$  (рис. 3,*b*) через конденсаторы C<sub>3</sub>, C<sub>5</sub> (рис. 3,*g*) и проводящие диоды D<sub>4</sub>, D<sub>6</sub> (рис. 3,*i*) заряжаются выходные конденсаторы C<sub>4</sub>, C<sub>2</sub>, C<sub>6</sub>.



Рис. 5. Упрощенная схема преобразователя на интервале  $D_1T$ 

Диоды D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub> на этом интервале оказываются обратно смещёнными, поскольку напряжение  $(U_A - U_B)$  между точками соединения выводов дросселя L<sub>1</sub> с конденсаторами C<sub>3</sub>, C<sub>5</sub> меньше напряжения на конденсаторе C<sub>2</sub>:  $(U_A - U_B) = U_0 - (U_{C3} + U_{C5}) = U_0 - (U_{C2} + \Delta U_C) < U_{C2}$ .

Одновременно на интервале  $D_1T$  током дросселя  $I_{L1}$  происходит разряд конденсаторов C<sub>3</sub>, C<sub>5</sub> со снижением напряжения на каждом из них (рис.3h).

Интервал  $D_2T$  [ $t_2 \le t \le t_3$ ] (рис. 6) начинается с момента, когда суммарное напряжение на конденсаторах C<sub>3</sub>, C<sub>5</sub> достигнет значения, при котором ( $U_A$ - $U_B$ )= $U_0$ -( $U_{C3}+U_{C5}$ ) =  $U_{C2}$ . При этом ток через конденсаторы устремится к нулю (рис. 3,g), а ток дросселя  $I_{L1}$  в течение интервала замыкается через диоды D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub> (рис. 3,j) на конденсатор C<sub>2</sub>.

В режиме непрерывного тока дросселя  $L_1$  из вольт-секундного баланса напряжения на нём (рис. 3,*c*) находим напряжение на ключе S и конденсаторе  $C_2$ :

$$U_S = U_{C2} = \frac{E}{1 - D} \,. \tag{5}$$



Рис. 6. Упрощенная схема преобразователя на интервале  $D_2T$ 

Как видно из временных диаграмм (рис. 3,*h*) среднее значение напряжения на конденсаторах  $C_3$ ,  $C_5$  на интервале *DT* равно:  $U_{C3}=U_{C5}=U_{C2}/2$ , а на интервале  $D_2T$ :  $U_{C3} = U_{C4}$ ,  $U_{C5} = U_{C6}$ . Это означает, что на каждом периоде коммутации конденсаторы  $C_3$ ,  $C_5$  выполняют функцию передачи половины напряжения конденсатора  $C_2$  к выходным конденсаторам  $C_4$ ,  $C_6$ :

$$U_{C4} = U_{C6} = U_{C2} / 2. (6)$$

После подстановки выражений (5), (6) в равенство (1), получим выражение коэффициента передачи предложенного преобразователя (рис.2):

$$M = \frac{U_0}{E} = \frac{2}{1 - D}; \quad M > 2.$$
 (7)

Из равенства нулю среднего значения тока через конденсатор  $C_4$  (или  $C_6$ ) на периоде коммутации с учётом выражения (7) находим относительную длительность интервалов:

$$D_1 = D_2 = 1/M$$
 . (8)

Переключение ключа S создает условия для возникновения синфазной помехи, напряжение которой определяется выражением [3]:

$$U_{cm} = \frac{U_A + U_B}{2}.$$
 (9)

На каждом из интервалов коммутационного процесса значения входящих в (9) напряжений  $U_A$ ,  $U_B$  определяются из упрощенных схем на рис.4-6:

$$DT: \quad U_A = U_B = 0;$$

$$D_1T: \quad U_A = U_0/2 - U_{C3}, \quad U_B = -U_0/2 + U_{C5}; \quad (10)$$
  
$$D_2T: \quad U_A = U_{C2}/2, \quad U_B = -U_{C2}/2.$$

При подстановке выражений (10) в (9) с учётом, что  $U_{C3}=U_{C5}$ , получим на каждом интервале значение напряжения синфазной помехи,  $U_{cm} = 0$ , то есть теоретическое её отсутствие.

Однако в реальных условиях идеальная симметричность напряжений в схеме (рис. 2) не может быть достигнута из-за разброса параметров входящих элементов. Тем не менее, приближение к симметрии способно снизить напряжение синфазной помехи до уровня, который позволяет исключить применение элементов дополнительной фильтрации.

Мощность потерь в элементах. КПД преобразователя в преобладающей степени зависит от мощности потерь в активных элементах схемы, что требует её оценки. Анализ проводится при частотноимпульсно-модулированном (ЧИМ) управлении коммутацией с фиксированным интервалом *DT*. Мощность потерь проводимости в ключе S, который выполнен на MOSFET транзисторе, определяется сопротивлением канала в открытом состоянии  $R_{ds}$ и действующим значением протекающего тока  $I_{s.rms}$  по известному выражению:

$$P_S = I_{S.rms}^2 \cdot R_{ds} \ . \tag{11}$$

Выражение квадрата действующего значения тока через ключ S на интервале DT (рис. 3,*d*), представляющего сумму токов дросселя L<sub>1</sub> (рис. 3,*b*) и конденсаторов C<sub>3</sub>, C<sub>5</sub> (рис. 3,*g*), имеет вид:

$$I_{S.rms}^{2} = \frac{1}{T} \cdot \int_{0}^{DT} \left[ I_{0} \cdot M + \frac{\pi}{2} \cdot I_{C3,4} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{DT} \cdot t\right) \right]^{2} dt =$$

$$= I_{0}^{2} \frac{M}{M-2} \cdot (M^{2} - 2M + \pi^{2}/8),$$
(12)

где D = (M-2)/M – коэффициент заполнения импульсов тока ключа из выражения (7);  $I_{C3,4} = I_0/D$  – среднее значение тока на интервале DT.

Из сравнения выражений (5) и (7) следует, что напряжение на ключе в два раза меньше выходного напряжения, то есть  $U_S / U_0 = 1/2$ . Поэтому сопротивление канала ключа снижается в соответствии с зависимостью [10]:

$$R_{ds} = \left(\frac{U_S}{U_0}\right)^{\alpha} \cdot R_{ds0} = R_{ds.0} / 2^{\alpha} , \qquad (13)$$

где  $\alpha = 2,2-2,7$  – показатель степени.

Подставляя (12),(13) в выражение (11) и принимая за базу сравнения мощность потерь  $P_{S0}=I_0^{-2}\cdot R_{ds0}$ , получим относительную мощность потерь в ключе:

$$P_{S}^{*} = \frac{P_{S}}{P_{S0}} = \frac{M \cdot (M^{2} - 2M + \pi^{2}/8)}{2^{\alpha} \cdot (M - 2)}.$$
 (14)

Мощность потерь в диодах при использовании кусочно-линейной аппроксимации вольтамперной характеристики определяется средним  $I_{d.av}$  и действующим  $I_{d.ms}$  значениями протекающего импульсного тока:

$$P_d = U_{d.o} \cdot I_{d.av} + I_{d.rms}^2 \cdot R_d , \qquad (15)$$

где  $U_{d,o}$  – пороговое напряжение диода;  $R_d$  – дифференциальное сопротивление диода.

Параметры диодов  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_4$ ,  $D_6$ :  $I_{d.av} = I_0$ ;

$$I_{d(1,2,4,6),rms}^{2} = \frac{1}{T} \cdot \int_{0}^{D_{1}T} (I_{0} \cdot M)^{2} dt = I_{0}^{2} \cdot M$$

подставим в выражение (15) и получим:

$$P_{d(1.2.4.6)} = I_0^2 \cdot R_d \cdot (1/\beta + M), \qquad (16)$$

где 
$$\beta = \frac{I_{d.av} \cdot R_d}{U_{d.o}}$$
 – параметр диода [10],  $\beta$ =0,45-0,55 –

значение для диодов Шоттки.

Для диодов D<sub>3</sub>, D<sub>5</sub> параметры: 
$$I_{d,av} = I_0$$
;  
 $I_{d(3,5)}^2 rms = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{DT} \left[ \frac{\pi}{2} \cdot I_{d(3,5)} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{DT} \cdot t\right) \right]^2 dt =$   
 $= I_0^2 \cdot \frac{\pi^2 \cdot M}{8 \cdot (M-2)},$ 

где  $I_{d(3,5)} = I_0/D$  – среднее значение тока на интервале *DT*.

После подстановки значений последних в выражение (15) имеем:

$$P_{d(3.5)} = I_0^2 \cdot R_d \cdot \left(\frac{1}{\beta} + \frac{\pi^2 \cdot M}{8 \cdot (M - 2)}\right).$$
(17)

Принимая за базу сравнения мощность потерь  $P_{d,o}=I_0^2 \cdot R_d$ , получим из (16), (17) выражения относительной мощности потерь в диодах:

$$P_{d(1.2.4.6)}^* = \frac{P_{d(1.2.4.6)}}{P_{d.0}} = 1/\beta + M , \qquad (18)$$

$$P_{d(3.5)}^{*} = \frac{P_{d(3.5)}}{P_{d.o}} = \left(\frac{1}{\beta} + \frac{\pi^{2} \cdot M}{8 \cdot (M-2)}\right).$$
(19)

На рис. 7 приведены графические зависимости относительной мощности потерь проводимости в ключе и диодах от параметра M по выражениям (14), (18) и (19).



Использование графических зависимостей позволяет сделать оценку мощности потерь при сравнительном выборе активных элементов для заданного диапазона значений коэффициента передачи М.

Из этих зависимостей видно, что в предложенном преобразователе следует ограничивать нижнее значение  $M_{min} > 2,5$  в связи с существенным ростом мощности потерь в ключе S и диодах D<sub>3</sub>, D<sub>5</sub> в области 2 < M < 2,5.

Экспериментальные результаты. При проведении испытаний использовался экспериментальный образец предложенного преобразователя (рис. 2) с параметрами и элементами, приведенными в табл. 1. В результате испытаний получены графические зависимости КПД в диапазоне изменения питающего напряжения E = 80-160 В (рис. 8) при следующих условиях управления коммутацией: 1) ЧИМ при фиксированном интервале DT = 15 мкс; 2) ШИМ при фиксированной частоте F = 20 кГц; 3) ШИМ при фиксированной частоте F = 40 кГц.

Как видно из кривых на рис. 8, наибольшие значения КПД ( $\eta = 0.96-0.97$ ) в двукратном диапазоне изменения питающего напряжения получены при ШИМ управлении с частотой коммутации 20 кГц.

Параметры элементов экспериментального образца преобразователя

Таблица 1

Параметры и элементы	Значения параметров
	и наименования элементов
Входное напряжение Е	80-160B
Выходное напряжение $U_0$	400B
Выходной ток $I_0$	2,5A
Транзистор S	IRFP4332
Диоды D <sub>1</sub> -D <sub>6</sub>	MBR20200CT
Конденсатор С1	3,3 мкФ / 250В
Дроссель L <sub>1</sub>	2х500 мкГн
Конденсаторы С3, С4	2 х 6,8 мкФ/250В
Дроссели L <sub>2</sub> , L <sub>3</sub>	3 мкГн
Конденсаторы С2, С4, С6	1мФ/250В



зователя: 1 - ЧИМ, DT = 15мкс; 2 - ШИМ, F = 20кГц; 3 - ШИМ, F = 40кГц

На рис. 9 приведена зависимость КПД преобразователя в диапазоне изменения выходной мощности 50-1000Вт при E = 120В, а штриховой линией отмечен средневзвешенный уровень КПД –  $\eta_{EU} = 0.978$ , вычисленный по европейской методике [2].



#### Выводы.

1. Предложена симметричная схема повышающего преобразователя с одним управляемым ключевым элементом, позволяющая для больших значений

коэффициента передачи достичь приемлемого КПД при одновременном снижении напряжения синфазной помехи.

2. Проведен анализ процессов в предложенной схеме, определены параметры элементов, а также аналитические и графические зависимости мощности потерь проводимости в ключе и диодах.

3. Экспериментальные результаты, полученные на макете предложенного преобразователя с выходной мощностью 1 кВт, показали, что КПД находится в пределах 0,96-0,97, а ток утечки от воздействия напряжения синфазной помехи не превышает допустимой нормы.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

*I.* F. Schimpf, L. E. Norum. Grid connected Converters for Photovoltaic, State of the Art, Ideas for Improvement of Transformerless Inverters // Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics.- June 9-11, 2008.

**2.** S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg. A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules // IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, No. 5, September/October 2005, pp.1292-1306.

**3.** M.Azri, N.A.Rahim. Transformerless power converter for grid-connected PV system with no-ripple input current and low ground-leakage current// Clean Energy and Technology (CEAT) 2014, 3rd IET International Conference on. pp.1-6.

4. Колосов В.И., Васечко Е.В. Снижение низкочастотных пульсаций входного тока DC-DC преобразователей в составе инверторов // Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит. – Специальный выпуск.- Харьков, август 2013.- Т.1.-№8(14).- С.130-137.

**5.** A.Ale Ahmad, A. Abrishamifar, S. Samadi. Low-frequency current ripple reduction in front-end boost converter with single-phase inverter load // IET Power Electron., 2012.- Vol. 5.- Iss. 9.- pp. 1676–1683.

**6.** M. Islam, S. Mekhilef and M. Hasan. Single phase transformerless inverter topologies for grid-tied photovoltaic system: A review //Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2015, vol. 45, issue C, pp. 69-86.

7. M. Shoyama, M. Ohba, T. Ninomiya. Balanced Buck-Boost Switching Converter to Reduce Common-Mode Conducted Noise // Journal of Power Electronics (JPE), Vol. 2, No. 2, April 2002, pp.139-145.

**8.** W. Khadmun, W. Subsingha. High Voltage Gain Interleaved DC Boost Converter Application for Photovoltaic Generation System // Energy Procedia, Vol. 34, 2013, pp. 390-398.

9. Патент UA 102342, МПК Н02М 3/155 (2006.01). Перетворювач постійного струму з множенням напруги / В.І. Колосов, Е.В. Васечко // Опубл. 26.10.2015, Бюл. №20.

10. Колосов В. И. Выбор структуры изолированного DC-DC преобразователя с наименьшей мощностью потерь в активных элементах // Практическая силовая электроника. - 2013. - Вып.50 (№2). - С. 17-22.

#### REFERENCES

*I.* F. Schimpf, L.E. Norum. Grid connected Converters for Photovoltaic, State of the Art, Ideas for Improvement of Transformerless Inverters. *Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics*. June 9-11, 2008.

**2.** S.B. Kjaer, J.K. Pedersen, and F. Blaabjerg. A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 41, no.5, September/October 2005, pp.1292-1306.

**3.** M. Azri, N.A. Rahim. Transformerless power converter for grid-connected PV system with no-ripple input current and low ground-leakage current. *Clean Energy and Technology (CEAT)*, 2014, 3rd IET International Conference on. pp.1-6.

4. Kolosov V.I., Vasechko E.V. Reduction Low-Frequency Pulsations Input Current DC-DC Converters in the Composition of Inverters. *Energosberezhenie. Energetika. Energoaudit. - Spetsial'nyi vypusk.- Energy saving. Energetics. Energoaudit. - Special iss.* Kharkov, August 2013, vol.1, no.8(14), pp.130-137. (Rus).

**5.** A.Ale Ahmad, A. Abrishamifar, S. Samadi. Low-frequency current ripple reduction in front-end boost converter with single-phase inverter load. *IET Power Electron*, 2012, Vol.5, Iss.9, pp. 1676-1683.

**6.** M. Islam, S. Mekhilefand M. Hasan. Single phase transformer less inverter topologies for grid-tied photovoltaic system: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2015, vol. 45, issue C, pp 69-86.

7. M. Shoyama, M. Ohba, T. Ninomiya. Balanced Buck-Boost Switching Converter to Reduce Common-Mode Conducted Noise. *Journal of Power Electronics (JPE)*, Vol. 2, No. 2, April 2002, pp.139-145.

**8.** W. Khadmun, W. Subsingha. High Voltage Gain Interleaved DC Boost Converter Application for Photovoltaic Generation System. *Energy Procedia*, Vol. 34, 2013, pp. 390 – 398.

**9.** Kolosov V.I., Vasechko E.V. DC convertor with voltage multiplication. Patent UA, no.102342. (Ukr).

10. Kolosov V.I. Choice of structure of isolated DC-DC converter with the least power losses in active elements. *Prakticheskaia silovaia elektronika - Practical Power Electronics*, 2013, Vol.50(no.2), pp.17-22. (Rus).

#### Поступила (received) 15.05.2016

Колосов Валерий Иванович<sup>1</sup>, к.т.н., технический директор, Васечко Евгений Викторович<sup>1</sup>, ведущий инженер,

<sup>1</sup> Научно-производственное предприятие «Импульс»,

69083, Запорожье, ул. Радио, 17,

тел/phone +38 061 7697700,

e-mail: kvi@pulse.zp.ua, john@pulse.zp.ua.

### V.I. Kolosov<sup>1</sup>, E.V. Vasechko<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Scientifically manufacturing enterprise «Impuls»,

17, Radio Str., Zaporozhye, 69083, Ukraine.

# DC-DC convertor a two-stage structure for grid-connected PV system.

The analysis of the requirements for DC-DC conversion stage as part of a two-stage structure for the transfer solar energy in single-phase AC grid. A balanced circuit DC-DC converter with a single key element controlled and reduced operating voltage on all active elements. By using the timing charts and simplified schemes investigated processes in the converter circuit switching intervals at work a key element. Defined transfer characteristic, voltage common mode and power conduction losses of active elements. Results of tests of experimental sample converter with an output power of 1 kW. References 10, tables 1, figures 9.

*Key words:* step-up DC-DC converter, low ground-leakage current, power converter efficiency.

А.И. Колпаков, Т.В. Мысак, С.И. Полищук

### НАДЕЖНОСТЬ СИЛОВЫХ МОДУЛЕЙ В ПРЕДЕЛЬНЫХ УСЛОВИЯХ ЭКСПЛУАТАЦИИ

Рішення задач, пов'язаних з особливостями роботи тягового електроприводу, вимагає пошуку нових технологій і матеріалів, вдосконалення виробничих процесів. Впровадження технологій притискного контакту і низькотемпературного спікання дозволило повністю виключити розвиток втомних процесів в паяних з'єднаннях і забезпечити високу стійкість до термоциклювання. Ці інновації знайшли своє застосування при створенні серії транспортних модулів SKiM 63/93. На зорі розвитку силової електроніки, оцінка ресурсу компонентів проводилася на основі вихідного струму (або потужності) і обраного коефіцієнта запасу. Сьогодні для цієї мети досліджується профіль навантаження, що відображає динамічну поведінку перетворювальної і охолоджуючої системи в конкретних умовах застосування. Такий підхід, що вимагає застосування адекватних ресурсних моделей, дозволяє істотно підвищити точність прогнозування. Бібл. 10, табл. 1, рис. 8.

*Ключові слова:* тяговий електропривод, технологія спікання, технологія притискного з'єднання, ресурс, профіль навантаження, система охолодження, ресурсна модель, прогнозування надійності.

Решение задач, связанных с особенностями работы тягового электропривода, требует поиска новых технологий и материалов, совершенствования производственных процессов. Внедрение технологий прижимного контакта и низкотемпературного спекания позволило полностью исключить развитие усталостных процессов в паяных соединениях и обеспечить высокую стойкость к термоциклированию. Эти инновации нашли свое применение при создании серии транспортных модулей SKiM 63/93. На заре развития силовой электроники, оценка ресурса компонентов производилась на основе выходного тока (или мощности) и выбранного коэффициента запаса. Сегодня для этой цели исследуется профиль нагрузки, отражающий динамическое поведение преобразовательной и охлаждающей системы в конкретных условиях применения. Такой подход, требующий применения адекватных ресурсных моделей, позволяет существенно повысить точность прогнозирования. Библ. 10, табл. 1, рис. 8.

*Ключевые слова:* тяговый электропривод, технология спекания, технология прижимного соединения, ресурс, профиль нагрузки, система охлаждения, ресурсная модель, прогнозирование надежности.

Введение. Необходимость в расширении диапазона рабочих температур силовых полупроводниковых модулей обусловлена высокой температура охлаждающей жидкости в гибридных и электрических транспортных средствах, перспективами применения компонентов с широкой запрещенной зоной (например, SiC), высокой токонесущей способностью кремниевых кристаллов при работе с температурой перехода до 200 °C.

Постановка задачи. В зависимости от конкретных режимов работы и выбранной модели срока службы, в общем случае повышение температуры чипов на каждые 25 °C требует 5-кратного увеличения показателей надежности. Соответственно, для расширения диапазона рабочих температур со 150 °C до 200°C ресурс силового модуля должен быть повышен в 25 раз.

Технологический прогресс, достигнутый в последнее десятилетие, позволил существенно улучшить надежность промежуточных соединений силовых модулей и довести их до требуемого уровня. Процесс диффузионного спекания серебра, ультразвуковая сварка в жидкой фазе являются основными кандидатами для замены традиционных технологий пайки кристаллов и подключения их выводов. Использование медных или алюминизированных медных проводников чипов дает возможность существенно повысить надежность соединения контактной поверхности чипов по сравнению с классическим способом холодной сварки алюминиевых выводов.

Внедрение упомянутых технологий должно производиться вместе проведением ресурсных тестов, позволяющих продемонстрировать их потенциал. Соответственно, возрастает потребность в разработке прецизионных моделей срока службы, дающих возможность оценить надежность работы силовых ключей в конкретных условиях эксплуатации, задаваемых профилем нагрузки. Однако, получение экспериментальных данных, необходимых для создания подобных моделей, требует проведения многочисленных тестов реальных устройств и накопления статистики отказов в течение длительного срока.

В рамках данной статьи мы рассмотрим ресурсную модель, отражающую стойкость к термоциклированию модулей IGBT нового поколения SKiM63/93. В этих компонентах полностью отсутствуют паяные слои, являющиеся основной причиной отказов силовых ключей [1]. Кремниевые чипы IGBT и диодов устанавливаются на DBC подложку методом диффузионного спекания нано-пасты серебра [9], при этом полностью устраняются усталостные эффекты, свойственные паяным соединениям.

Верхняя, контактная поверхность чипов подключается к токонесущим дорожкам алюминиевыми проводниками (диаметр 300 мкм) с улучшенной геометрией петель между точками сварки. Механические испытания, выявляющие усталостные процессы у проводников из жесткого алюминия, показали, что оптимизация соотношения между высотой петли и расстояния между точками сварки (т.н. характеристическое соотношение) позволяет заметно увеличить срок службы [2]. Отметим, что возможности этого метода у модулей классической конструкции, ограничены процессом накопления усталости в паяных слоях [3].

© А.И. Колпаков, Т.В. Мысак, С.И. Полищук

Результаты исследований. Модули SKiM63/93 имеют прижимную конструкцию, у них отсутствует базовая плата, паяное соединение которой более всего подвержено воздействию термомеханических напряжений [10]. Устойчивость компонентов к пассивному термоциклированию проверяется в ходе 1000 испытательных циклов, в процессе которых модуль перемещается между двумя климатическими камерами с температурой среды –40 °C и 125 °C [4]. Безбазовая конструкция также исключает накопление усталости при активном термоциклировании, возникающем вследствие периодического изменения тока нагрузки.

Одним из наиболее интересных узлов модулей SKiM63/93 является копланарная DC-шина, имеющая множество точек контакта с токонесущими дорожками на DBC подложке. Это одновременно обеспечивает электрическую связь с каждым из активных кристаллов и тепловой контакт между подложкой и радиатором. Для соединения сигнальных выводов чипов и термодатчиков, установленных на DBC плате, с платой управления используются пружинные контакты. Высокая стойкость пружинных терминалов к ударам, вибрациям, а также воздействию агрессивных сред подтверждена в ходе многочисленных тестов.

Модуль SKiM63/93 был выбран для разработки первой эмпирической ресурсной модели, позволяющей оценить стойкость к термоциклированию спеченных соединений кристаллов, контактная поверхность которых подключается путем холодной сварки алюминиевых проводников. Поскольку в SKiM63/93 нет паяных слоев, основная часть отказов этих ключей связана с разрушением сварных соединений выводов чипов, проявляемых в виде трещин и отслоения контактов.

Для создания корректной модели срока службы необходимо детально исследовать тестовые параметры, варьирование которых позволяет анализировать их влияние на срок службы силовых модулей в реальных условиях работы. Как известно из теории надежности, величина градиента температуры  $\Delta T$  при воздействии термоциклов оказывает существенное влияние на срок службы компонентов.

Отметим, что прогрессирующая деградация связей в силовых модулях изменяет тепловое и/или электрическое сопротивление контактного слоя, что может привести к повышению значения  $\Delta T$  в ходе испытаний. Таким образом, очень важно выработать стратегию оценки результатов ресурсных тестов [5]. Некоторые исследователи предлагают контролировать условия испытаний таким образом, чтобы поддерживать постоянный уровень мощности потерь или даже постоянный перепад температуры. Подобные состояния не отражают реальные режимы работы в большинстве применений, поэтому все представленные тесты на термоциклирование были проведены путем подачи импульсов заданного тока с фиксированной длительностью ton (продолжительность паузы  $t_{off}$ ).

В начале испытаний после достижения стационарного теплового состояния формируется характерный перепад температуры. Градиент  $\Delta T_j$  варьируется от 64 К до 113 К и производится фиксация числа циклов до отказа модуля  $n_f$ . Экспериментально полученные значения  $n_f$  находятся в диапазоне от 30 тысяч до 7,7 миллионов (см. рис. 1).



Рис. 1. Количество циклов *n<sub>f</sub>* до отказа в зависимости от градиента температуры

Средняя температура кристаллов  $T_{jm}=T_{j,\min}+\Delta T_{j/2}$ изменялась между 32,5 °С и 122 °С для исследования влияния эффекта Аррениуса (рис. 2). Некоторые тесты были выполнены при минимальной температуре кристаллов ниже 0 °С для имитации состояния холодного пуска. Отношение высоты петли к расстоянию между точками сварки проводников выбиралось в диапазоне 0,19...0,42, это позволило проанализировать возможности оптимизации геометрии (рис. 3). Отметим, что характеристическое соотношение для алюминиевых выводов кристаллов модуля SKiM63 составляет 0,31. Результаты испытаний, полученные при длительности импульсов мощности ton от 70 мс до 63 с, показаны на рис. 4. Столь широкий диапазон вариаций этого параметра демонстрирует особое внимание, уделяемое его влиянию на характеристики термоциклирования.



Рис. 2. Средняя температура кристалла *Т<sub>jm</sub>* в зависимости от градиента температуры

В общей сложности было проведено 97 тестов, результаты которых использовались в качестве базы данных для создания надежностной модели SKiM63, причем 88 из них были выполнены на чипах IGBT и 9 – на кристаллах диодов (отмечены синими точками на рис. 2-5). Общее время испытаний, позволивших собрать необходимую базу данных, составило 5 лет.



Рис. 3. Характеристическое соотношение (отношение высоты петли к расстоянию между точками сварки проводников) как функция градиента температуры  $\Delta T$ 

Общий вид надежностной модели основан на хорошо известной формуле LESIT [6], которая описывает зависимость числа циклов до отказа  $n_f$  с помощью масштабного коэффициента A, используя закон Коффина-Мэнсона (влияние градиента температуры  $\Delta T_j$ ) и закон Аррениуса (влияние средней температуры кристаллов  $T_{jm}$ ). Напомним, что модель Аррениуса описывает термическое напряжение с помощью формулы:

$$AF(T) = \exp\frac{\Delta E}{k} \left(\frac{1}{T_{use}} \times \frac{1}{T_{stress}}\right)$$

а модель Коффина-Менсона, которая применяется для оценки усталостных эффектов в паяных и сварных соединениях, использует выражение

$$AF(\Delta T) = \left(\frac{\Delta T_{stress}}{\Delta T_{use}}\right)^C \times \frac{f_c\_stress}{f_c\_use},$$

где коэффициент *C* (по умолчанию C = 2) зависит от механизма работы элемента или технологии его производства. Целью их использования является определение т.н. коэффициента ускорения *AF*, который может быть пересчитан в ожидаемое время безотказной работы с помощью выражения  $T_{use} = AF \cdot T_{stress}$ . В итоговую формулу для n<sub>f</sub> добавлены два новых коэффициента, позволяющие учесть воздействие характеристического коэффициента *AR* и длительности импульса мощности  $t_{on}$ .

Проведенные ранее исследования показали, что преимущество от применения петель большей высоты ярче проявляется при небольших перепадах температуры, поэтому считается, что показатель степени этого параметра является линейной функцией градиента температуры. Влияние длительности импульса мощности  $t_{on}$  описывается функцией, приближающейся к асимптотическому значению при увеличении  $t_{on}$ , но отражающей растущее значение показателя  $n_f$  для коротких (~1 с) и очень коротких (~0,1 с) длительностей импульсов. И еще один коэффициент был добавлен для учета различий между параметрами кристаллов IGBT и диодов.

Как указывал Байерер (Bayerer) на примере модели CIPS2008 [7], класс напряжения полупроводниковых устройств оказывает влияние на их стойкость к термоциклированию. Это имеет непосредственную связь с толщиной кремниевых кристаллов, используемых для различных классов напряжения. В модуле SKiM 63 использованы чипы IGBT Trench 4 (1200 B) толщиной 120 мкм совместно с кристаллами CAL диодов (1200 B) толщиной 260 мкм.



Рис. 4. Длительность токового импульса *t*<sub>on</sub> как функция градиента температуры Δ*T* 

Согласно модели CIPS2008, увеличение толщины полупроводникового прибора с 120 мкм до 260 мкм приводит к сокращению срока службы на 59 %. Экспериментально определенный корректирующий коэффициент для диода (~0,62) хорошо согласуется с этим прогнозом. Однако, поскольку никакие другие значения толщины чипов не были включены в базу данных, для учета изменения использовалось простое масштабирование.

$$\begin{split} n_{f}(\varDelta T_{j}, T_{jm,}ar, t_{on}) &= A \cdot \varDelta T_{j}^{\alpha} \cdot ar^{\beta_{1} \varDelta T_{j} + \beta_{0}} \times \\ \times \left(\frac{C + t_{on}^{\gamma}}{C + 1}\right) \cdot \exp\left(\frac{E_{a}}{k_{B} \cdot T_{jm}}\right) \cdot f_{Diode}. \end{split}$$

Коэффициенты для надежностной модели SKiM63 определялись методом наименьших квадратов, а их верификация проводилась по соответствию экспериментальным данным. Параметры модели даны в таблице 1, а сравнение экспериментальных и теоретических результатов испытаний на термоциклирование показано на рис. 5. Ресурсные прогнозы модели SKiM63 для каждого набора тестовых параметров на рисунке отсортированы по величине  $n_f$ , они отображаются вместе с экспериментальными результатами.



Рис. 5. Сравнение теоретических и экспериментальных результатов испытаний на термоциклирование

Как и ожидалось, при использовании метода наименьших квадратов некоторые экспериментальные результаты оказались выше, а некоторые ниже, чем дал теоретический прогноз срока службы. Поэтому в окончательной версии ресурсной модели SKiM63 был использован дополнительный коэффициент запаса 0,8, отражающий интенсивность отказов модуля FIT = 15% или вероятность сохранения работоспособности 85 %. Этот вопрос подробно проанализирован в [8].

Таблица 1 Параметры ресурсной модели SKiM 63

Коэффициент	Значение	Диапазон тестовых параметров
A	3,4368e14	
α	-4,923	64 K $\leq \Delta T_i \leq 113$ K
$\beta_1$	-0,012e-3	0.10 < 4P < 0.42
$\beta_0$	1,942	$0,19 \le AK \le 0,42$
С	1,434	$0.07.2 \le t \le 63.2$
γ	-1,208	$0,07 C \leq l_{on} \leq 03 C$
$E_a$ [ $\Im$ B]	0,06606	$32,5 \text{ °C} \le T_{jm} \le 122 \text{ °C}$
$f_{diode}$	0,6204	

На рис. 5 показана кривая интенсивности отказов при термоциклировании модуля SKiM63 (коэффициент запаса 0,8; характеристическое отношение 0,31). Количество циклов до разрушения  $n_f$  определено в зависимости от градиента температуры  $\Delta T_j$  для различной длительности импульса мощности  $t_{on}$ . Новая ресурсная модель позволяет рассчитать предполагаемый срок службы для конкретных профилей нагрузки, которые могут заметно отличаться в различных применениях.

При меньших перепадах температуры, находящихся вне зоны вариации тестовых параметров, кривые *n<sub>f</sub>* необходимо экстраполировать. Существует общая проблема оценки ресурса силовых модулей, связанная с тем, что срок службы некоторых устройств должен составлять 20 лет и более. Необходимо понимать, что в этом случае экстраполяция не может быть проверена экспериментально. Даже если тест на термоциклирование при необходимой комбинации параметров запустить сейчас, то результаты испытаний, полученные два десятилетия спустя, будут иметь только исторический интерес, поскольку к тому времени проверяемые компоненты наверняка снимут с производства. Подобное ограничение эмпирических методов может быть преодолено с помощью физических моделей, описывающих усталостные процессы. Применение таких моделей позволяет оценить относительное увеличение срока службы при пониженном уровне термомеханического стресса.



Рис. 6. Кривая интенсивности отказов при термоциклировании модуля SKiM 63 (с коэффициентом запаса 0,8)
 в зависимости от Δ*T<sub>j</sub>* для различной длительности импульса мощности

Рис. 5 позволяет оценить срок службы модуля SKiM63 при градиенте температуры  $\Delta T_j = 110$  K (изменение происходит между 60 °C и 170 °C) и ее среднем значении  $T_{jm} = 115$  °C. Для длительности импульса

мощности  $t_{on} = 1$  с количество циклов до отказа составляет 5,8·10<sup>4</sup>, а если  $t_{on} = 10$  с, то ожидаемая величина  $n_f = 3,6\cdot10^4$ . В отношении ключей классической конструкции с медной базовой платой, паяными чипами и алюминиевыми сварными проводниками прогнозируемое количество циклов до отказа гораздо меньше  $(3,5\cdot10^3)$ . Проведенный анализ показывает, что модуль SKiM63 способен надежно работать в длительном режиме при нагреве кристаллов до 175 °C.

Для повышения максимальной температуры  $T_j$  до 200 °C, требуется дальнейшее совершенствование контактной поверхности чипов. Решение проблемы может быть достигнуто за счет применения сварных медных или алюминизированных медных проводников, а также спекания медных полосковых выводов, которые уже доказали свой потенциал для высокотемпературных применений. Однако пока еще не существует серийно выпускаемых модулей, где эти технологии были бы использованы, и потребуется длительное время, чтобы создать корректную ресурсную модель силового модуля, работающего при температуре кристаллов до 200 °C.



Рис. 7. SKiM63/93 – первые в мире силовые модули, разработанные без применения паяных соединений

Силовые ключи SKiM 63 и SKiM 93 предназначены для использования в составе 3-фазного тягового электропривода мощностью 60...200 кВт. Для приближения к современным конструкторским стандартам силовые терминалы SKiM имеют высоту 17 мм, а размеры их корпусов (114×160 мм<sup>2</sup> и 150×160 мм<sup>2</sup>) и расположение DC и AC выводов соответствуют популярным конструктивам ECONO+ и SEMiX 33с. Рабочий ток SKiM составляет 600/900 A для версии с рабочим напряжением 600 B и 300/450 A для версии 12 класса.

Как и в ключах серии SEMiX, силовые AC и DC терминалы расположены в одной плоскости по разные стороны корпуса. Сигнальные пружинные контакты, предназначенные для подключения платы управления, находятся в верхней части, что позволяет устанавливать драйвер непосредственно на модуль также без применения пайки.

На рис. 8 показана конструкция DC шины и силовых терминалов модуля SKiM. Обратите внимание на практически идеальную плоско-параллельную структуру слоев шины, оканчивающихся выводами для подключения звена постоянного тока. За счет минимизации токовой петли в модулях SKiM удалось достичь предельно низкого значения распределенной индуктивности ( $L_s < 10$  нГн).



Рис. 8. Многоточечный доступ к силовым шинам, расположение пружинных сигнальных контактов

Прижимная конструкция, предусматривающая жесткий и равномерный контакт керамической DCB подложки с теплостоком, обеспечивает отсутствие т.н. биметаллического эффекта. Высокая плоскостность подложки и специальная обработка радиатора позволяют использовать слой теплопроводящей пасты толщиной всего 20 мкм. Таким образом удается скомпенсировать некоторое ухудшение качества распределения тепла, связанное с отсутствием массивной базовой платы. Напомним, что при установке на теплоотвод стандартных модулей IGBT номинальная толщина слоя составляет в среднем 100 мкм.

Для установки кристаллов на керамическую DBC подложку модулей SKiM63/93 впервые была использована технология низкотемпературного спекания. Тепловое сопротивление контактного слоя, состоящего из спеченного серебра, гораздо ниже, чем у паяного соединения. Стабильный и надежный механический и тепловой контакт обеспечивается благодаря высокой температуре плавления серебра (960 °C, что намного выше, чем у всех используемых в промышленности припоев), низкой пористости и высокой равномерности порошковой структуры. В таком материале не развиваются усталостные процессы, что позволяет получить хорошую стойкость к термоциклированию и увеличить срок службы силовых ключей.

Благодаря уникальным технологическим свойствам паста из нано-частиц серебра может с успехом заменить традиционные мягкие и жесткие припои. Ее использование дает возможность упросить процесс установки чипов, а также устранить производственные этапы, необходимые для адаптации свойств припоя и технологии пайки к конкретным типам чипов и подложек. Поскольку контактная область состоит практически из чистого серебра, она имеет гораздо лучшую электро- и теплопроводность, чем любой другой материал, данная технология пригодна для всех типов кристаллов и керамик.

Качество и надежность спеченного слоя даже в предельных режимах оказывается намного выше, чем у паяного соединения, поскольку серебряная паста (в отличие от припоя) работает при температурах гораздо меньших точки плавления. Испытания показывают, что применение новой технологии позволяет повысить рабочую температуру электронных модулей до 300 °С, что делает процесс спекания пригодным для монтажа перспективных чипов на основе карбида кремния (SiC).

Для обеспечения хорошего распредения токов и снижения потерь проводимости в модулях SKiM организован т.н. многоточечный доступ к силовым шинам, при котором выводы каждого чипа IGBT и антипараллельного диода имеют индивидуальное соединение с силовыми терминалами модуля. Такая конструкция позволяет кардинально снизить активное сопротивление соединительных шин. Суммарное значение параметра  $R_{CC'+EE'}$  не превышает 0,3 мОм, что в 3,5 раза меньше аналогичного показателя у стандартных модулей типоразмера 62 мм (типовое значение  $R_{CC'+EE} \approx 1,1$  мΩ).

Выводы. К любому электронному устройству, предназначенному для работы в транспортном средстве с гибридным приводом, предъявляется ряд специальных требований. Оно должно быть легким, компактным и в то же время способным работать в условиях жестких климатических и механических воздействий.

В гибридных автомобилях новейших поколений используется одноконтурная система охлаждения, температура тосола в которой поддерживается на уровне 105 °С в номинальном режиме и достигает 120 °С в при кратковременных перегрузках. Окружающий воздух в подкапотном пространстве может нагреваться до 125 °С, а температура чипов  $T_j$  силового модуля способна превысить значение 150 °С. В то же время во время зимней стоянки кристаллы могут остывать до температур, близких к точке замерзания охлаждающей жидкости. Работа модулей стандартной конструкции в условиях воздействия термоциклов со столь высоким градиентом неизбежно ведет к сокращению их ресурса.

В конструкции элементов новой серии SKiM воплотился 15-летний опыт производства прижимных модулей на основе технологии SKiiP, разработанной компанией SEMIKRON. Благодаря отсутствию базовой несущей платы устраняется основная причина отказов силовых ключей, возникающих вследствие термомеханических стрессов.

Компоненты серии SKiM имеют сверхнизкое значение распределенной индуктивности соединительных шин ( $L_{CE} < 10$  нГн) и омического сопротивления силовых выводов ( $R_{CC'+EE'} \le 0,3$  мΩ), что обеспечивает предельно низкий уровень динамических и статических потерь. Они могут работать при температуре кристаллов до 175 °C, это дает возможность использовать силовые ключи данного типа в транспортных средствах с одноконтурной системой жидкостного охлаждения. Начат выпуск гибридных модулей, где в качестве антипараллельных диодов использованы карбидокремниевые кристаллы.

Внедрение технологии низкотемпературного спекания для установки силовых чипов позволило в 5 раз повысить стойкость к термоциклированию и полностью исключить использование пайки. Применение новых производственных процессов дает возможность практически полностью реализовать мощностные возможности силовых кристаллов, что способствует повышению экономической эффективности ключей семейства SKiM. Модули SKiM63/93 удовлетворяют самым жестким требованиям по вибрационным и ударным воздействиям, они являются наиболее перспективными компонентами для применения в тяговых приводах электро- и гибридомобилей ближайшего будущего.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

U. Scheuermann, P. Beckedahl: The Road to the Next Generation Power Module – 100% Solder Free Design, Proc. CIPS 2008, Nuremberg, ETGFachbericht 111, pp. 111-120.
 S. Ramminger, N. Seliger, G. Wachutka: Reliability Model for Al Wire Bonds Subjected to Heel Crack Failures, Microelectronics Reliability 40 (2000), pp. 1521-1525.
3. U. Scheuermann, R. Schmidt: Impact of Solder Fatigue on Module Lifetime in Power Cycling Tests, Proc. EPE, 2011.

4. U. Scheuermann: Reliability challenges of automotive power electronics, Microelectronics Reliability 49 (2009), pp. 1319-1325.

5. U. Scheuermann, S. Schuler: Power cycling results for different control strategies, Microelectronics Reliability 50 (2010), pp. 1203-1209.

6. M. Held, P. Jacob, G. Nicoletti, P. Scacco, M.H. Poech: Fast Power Cycling Test for IGBT Modules in Traction Application, Proc. Power Conversion and Drive Systems, 1997, pp. 425-430.

7. R. Bayerer, T. Herrmann, T. Licht, J. Lutz, M. Feller: Model for Power Cycling lifetime of IGBT Modules - various factors infl uencing lifetime, Proc. CIPS 2008, ETG-Fachbericht 111, pp. 37-42.

8. U. Scheuermann, R. Schmidt: A New Lifetime Model for Advanced Power Modules with Sintered Chips and Optimized Al Wire Bonds, Proc. PCIM Europe 2013, pp. 810-817.

9. А. Колпаков: Технология низкотемпературного спекания в силовых модулях // Новые Технологии. – 2009. – №7.

10. А. Колпаков. Термоциклы и термоциклирование // Силовая Электроника. – 2006. – №2.

#### REFERENCES

1. U. Scheuermann, P. Beckedahl: The Road to the Next Generation Power Module - 100% Solder Free Design, Proc. CIPS 2008, Nuremberg, ETGFachbericht 111, pp. 111-120.

2. S. Ramminger, N. Seliger, G. Wachutka: Reliability Model for Al Wire Bonds Subjected to Heel Crack Failures, Microelectronics Reliability 40 (2000), pp. 1521-1525.

3. U. Scheuermann, R. Schmidt: Impact of Solder Fatigue on Module Lifetime in Power Cycling Tests, Proc. EPE, 2011.

4. U. Scheuermann: Reliability challenges of automotive power electronics, Microelectronics Reliability 49 (2009), pp. 1319-1325.

5. U. Scheuermann, S. Schuler: Power cycling results for different control strategies, Microelectronics Reliability 50 (2010), pp. 1203-1209.

6. M. Held, P. Jacob, G. Nicoletti, P. Scacco, M.H. Poech: Fast Power Cycling Test for IGBT Modules in Traction Application, Proc. Power Conversion and Drive Systems, 1997, pp. 425-430. 7. R. Bayerer, T. Herrmann, T. Licht, J. Lutz, M. Feller: Model for Power Cycling lifetime of IGBT Modules - various factors infl uencing lifetime, Proc. CIPS 2008, ETG-Fachbericht 111, pp. 37-42.

8. U. Scheuermann, R. Schmidt: A New Lifetime Model for Advanced Power Modules with Sintered Chips and Optimized Al Wire Bonds, Proc. PCIM Europe 2013, pp. 810-817.

9. Kolpakov A. The technology of low-temperature sintering in power modules. New technologies, 2009, no.7. (Rus).

10. Kolpakov A. Thermal cycles and thermal cycling. Power Electronics, 2006, no.2. (Rus).

Поступила (received) 16.06.2016

Колпаков А.И.<sup>1</sup>, ст. технический специалист, Мысак Тарас Владимирович<sup>2</sup>, к.т.н., н.с., Полищук Сергей Иосифович<sup>2</sup>, 1000 Семикрон, ул. Б. Пушкарская, 41, С.-Петербург, 197101, Россия, e-mail: Andrey.Kolpakov@semikron.com <sup>2</sup> Институт электродинамики Национальной академии наук Украины, 03680, Киев-57, пр. Победы, 56, тел/phone +38 044 3662462, e-mail: taras@igbt.com.ua, polischuk@ied.org.ua *A.I. Kolpakov*<sup>1</sup>, *T.V. Mysak*<sup>2</sup>, *S.I. Polischuk*<sup>2</sup> <sup>1</sup> Semikron Ltd.,

41, B. Pushkarskaya Str., 197101, Sankt Petersburg, Russia. <sup>2</sup> Institute of Electrodynamics of National Academy of Sciences of Ukraine,

56, Peremohy Avenue, Kyiv, 030680, Ukraine.

### Reliability of semiconductor power modules in harsh working conditions.

Purpose. The demand for extended maximum junction temperatures above 150°C in power semiconductor components gained growing attention in the beginning of this century driven by 3 major factors: the high coolant temperatures in hybrid electrical vehicles, the potential of wide band gap devices to operate at much higher temperatures, and the enhanced current capability of silicon devices when operated at junction temperatures up to 200°C. This required a considerable increase in lifetime of the package, because a component must fulfill the same lifetime expectation at extended junction temperature to be acceptable for applications. Depending on the exact operation conditions and the lifetime model applied, an increase in lifetime of a factor of 5 is necessary for each 25°C increase of the maximum junction temperature as a rule of thumb, resulting in a required lifetime increase of a factor 25 for 200°C maximum junction temperature. Methodology. The general form of the lifetime model is based on the well known LESIT model, which determines the number of cycles to failure nf from a fundamental scaling factor A, a Coffi n-Manson term for the impact of the temperature swing  $\Delta T_i$  and an Arrhenius term for the impact of the medium junction temperature T<sub>im</sub>. Two additional new factors were added to the model to account for the impact of the wire bond aspect ratio AR and for the impact of the power pulse duration ton. Earlier investigations had shown, that the advantage of higher wire bond loops is more pronounced for smaller temperature swings, so that the exponent of this parameter is assumed to be a linear function of the temperature swing. The impact of the power pulse duration ton is described by a function, which approaches an asymptotic value for increasing pulse durations, but reflects the increasing number of cycles for short (~1s) and very short (~0.1s) pulse durations. **Results.** We can estimate the lifetime of a SKiM63 module for a temperature swing of 110K at a medium temperature of 115°C, i.e. for a temperature swing between 60°C and 170°C. For a power pulse duration of 1s we obtain 5.8.104 cycles to failure, for a power pulse duration of 10s we can still expect 3.6.104 cycles to failure. For a classical industrial module with a copper base plate, solder chips and non-optimized Al wire bonds, a lifetime of 3.5-103 cycles to failure can be expected. This comparison shows, that the SKiM63 module is suitable for extended junction temperatures up to 175°C. For an increase of the maximum junction temperature to 200°C, further improvements of the chip top side contact are required. Cu wire bonds or Al cladded Cu wire bonds, but also sintered Cu sheet contacts are potential candidates, which have proved their potential in fi rst demonstration tests. However, no series products with these technologies are available today and it will take years to perform the power cycling tests to establish a consistent lifetime model for power modules with rated maximum junction temperatures of 200°C. Originality. The offered resource model of IGBT power module SKiM63/93 allows to estimate lifetime of power stage of drives in harsh working conditions. Practical value. The coefficients for the SKiM63 lifetime model were determined by a least square fit to the experimental test data set. The results are displayed in Table 1. A comparison between the experimental results and the model prediction is shown in Figure 6. For this illustration, the SKiM63 lifetime model prediction for each test parameter set was sorted for increasing number of cycles to failure and displayed together with the experimental results. As expected for a least square fi t procedure, some experimental results are higher and some are lower than the predicted lifetime. Therefore, an additional margin factor of 0.8 is added to the final SKiM63 lifetime model. As is discussed in more detail in [8], this margin factor represents a module failure rate of 15% or a survival probability of 85%. References 10, tables 1, figures 8. Key words: traction drive, sintering technology, press-contact

technology, pecypc, load profile, cooling system, resource model, reliability prognosis.

УДК 621.331

Бялонь Анджей, Фурман Юлюш

# ВЛИЯНИЕ РЕЗОНАНСОВ В КОНТАКТНОЙ СЕТИ НА ДОПУСКАЕМЫЕ ПАРАМЕТРЫ ПОМЕХ

Перешкоди від електричної тяги впливають на нормальну роботу систем управління рухом поїздів і залізничної автоматики. Особливо чутливі до порушень системи СЦБ є рейкові кола. Рівень шуму в системі тягова підстанція тягова мережа - тягової склад залежить від параметрів контактної мережі, параметрів тягової підстанції і тягового складу. У певних ситуаціях руху, в певних відстанях від тягової підстанції тягового складу можуть збільшиться перешкоди. Це обумовлено наявністю резонансів в контактній мережі. Проблема резонансів в контактній мережі особливо важлива при введенні новітніх тягових складів з імпульсним регулюванням. На підставі результатів моделювання і випробувань можна стверджувати, що ділянка повітряної лінії з довжиною більше ніж 5 км можна розглядати як довгу лінію. Резонанси в контактній мережі впливають на рівень перешкод в рейкових ланцюгах, що працюють на частотах вище 1 кГц і слід їх брати до уваги при визначенні допустимих параметрів перешкод для рейкових кіл і тягових складів. Бібл. 9, табл. 2, рис. 7.

Ключові слова: шум, резонанс, рух, управління залізничним рухом, системи СЦБ.

Помехи от электрической тяги влияют на нормальную работу систем управления движением поездов и железнодорожной автоматики. Особенно чувствительны к нарушениям системы СЦБ являются рельсовые цепи. Уровень шума в системе тяговая подстанция – тяговая сеть – тяговой состав зависит от параметров контактной сети, параметров тяговой подстанции и тягового состава. В определенных ситуациях движения, в определенных расстояниях от тяговой подстанции тягового состава могут увеличиться помехи. Это обусловлено наличием резонансов в контактной сети. Проблема резонансов в контактной сети особенно важна при введении новейших тяговых составов с импульсным регулированием. На основании результатов моделирования и испытаний можно утверждать, что участок воздушной линии с длиной больше чем 5 км можно рассматривать как длинную линию. Резонансы в контактной сети оказывают влияние на уровень помех в рельсовых цепях, работающих на частотах выше 1 кГц и следует их принимать во внимание при определении допустимых параметров помех для рельсовых цепей и тяговых составов. Библ. 9, табл. 2, рис. 7.

Ключевые слова: шум, резонанс, движение, управление железнодорожным движением, системы СЦБ.

Введение. Оценивая уровень тяговых помех в рельсовых цепей, должны быть приняты во внимание не только помехи, вызванные постоянной составляющей тягового тока, а также вызванные переменной составляющей. Переменный компонент стал играть более важную роль в случае внедрения на тяговых поездах импульсного управления мощностью и скоростью поезда. Уровень помех в системе «тяговая подстанция – тяговой поезд – тяговая подстанция» зависит в первую очередь от удельных параметров контактной сети, конфигурации контактной сети, параметров тяговой подстанция являются источниками помех, а их уровень зависит также от расстояния между ними.

В определенных ситуациях железнодорожного движения, в определенных расстояниях между тяговой подстанцией и тяговым поездом, а также расстояниями между тяговыми поездами может происходить увеличение уровня помех. Это обусловлено существованием резонансов в контактной сети.

Резонансные явления в контактной сети. Участок контактной сети должен рассматриваться в качестве длинной линии. Это обусловлено большим, по сравнению с длиной волны распространения, расстоянием между начальной и конечной точками контактной сети.

Явления, происходящие в длинной линии, определяются дифференциальными уравнениями с частными производными:

$$\frac{\partial u}{\partial x} = R_0 i + L_0 \frac{\partial i}{\partial t}$$

$$\frac{\partial i}{\partial x} = G_0 u + C_0 \frac{\partial u}{\partial t}$$
(1)

где  $R_0$  – удельное активное сопротивление Ом/км;  $L_0$  – удельная индуктивность Гн/км;  $C_0$  – удельная емкость  $\Phi$ /км;  $G_0$  – удельная проводимость См/км.

Удельные параметры  $R_0$ ,  $L_0$ ,  $C_0$ ,  $G_0$  не известны заранее и будут вычислены на основе измерений.

В стационарном состоянии, при переходе от мгновенного значения u(t), i(t) к комплексным эффективным значениям U, I, частной производной по отношению к времени, например  $\partial i/\partial t$ , отвечает произведение эффективного значения тока I и сомножителя ј $\omega$ , а частной производной по отношению к расстоянию, например  $\partial i/\partial x$ , отвечает производная dI/dx, поскольку величина I является функцией расстояния, а не времени.

В связи с этим системе уравнений (1) в стационарном состоянии отвечает следующая система уравнений:

$$\frac{dU}{dx} = (R_o + j\omega L_o)I$$

$$\frac{dI}{dx} = (G_o + j\omega C_o)U$$
(2)

где  $R_o + j\omega L_o = Z_o - удельное$  комплексное продольное сопротивление линии Ом/км;  $G_o + j\omega L_o = Y_o - удель-$ ная полная комплексная поперечная проводимость линии См/км.

<sup>©</sup> О.Ф. Бондаренко, П.С. Сафронов, Ю.В. Бондаренко, О.О. Калошин

В случае приложения воздействия в виде синусоидально переменного (например, от синусоидального генератора) напряжения в контактной сети, распределение его вдоль сети (при измерении расстояния *x* от конечной точки линии) будет определяться по зависимости:

$$\begin{bmatrix} \underline{U}(x) \\ \underline{I}(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ch\underline{\gamma}x & \underline{Z}_{\underline{C}}sh\underline{\gamma}x \\ 1 \\ \underline{Z}_{\underline{C}} & ch\underline{\gamma}x \\ \underline{Z}_{\underline{C}} & ch\underline{\gamma}x \\ \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{U}_2 \\ \underline{I}_2 \end{bmatrix}$$
(3)

где x – координата длины, измеряемая с конечной точки, км;  $U_2$ ,  $I_2$  – напряжение и ток в конце линии; U(x), I(x) – напряжение и ток в точке x;  $\gamma = \alpha + j\beta$  – постоянная распространения;  $\alpha$  – постоянная затухания;  $\beta$  – фазовая постоянная;  $Z_C$  – волновое сопротивление.

В случае измерений расстояния *x* с начальной точки линии распределение напряжения вдоль сети будет определяться по зависимости:

$$\begin{bmatrix} \underline{U}(x) \\ \underline{I}(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ch\underline{\gamma}x & -\underline{Z}_{\underline{C}}sh\underline{\gamma}x \\ -\frac{1}{\underline{Z}_{\underline{C}}}sh\underline{\gamma}x & ch\underline{\gamma}x \\ -\frac{1}{\underline{Z}_{\underline{C}}}sh\underline{\gamma}x & ch\underline{\gamma}x \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{I}_1 \end{bmatrix}$$
(4)

где x – координата длины (измеряемая с начальной точки в км);  $U_1$ ,  $I_1$  – напряжение и ток в начале линии; U(x), I(x) – напряжение и ток в точке x,  $\gamma = \alpha + j\beta$  – постоянная распространения.

В режиме короткого замыкания линии U<sub>2</sub>=0, что после подстановки в формулу (3) дает:

 $U_k(x) = Z_C I_2 \sinh \gamma x, \quad I_k(x) = I_2 \cosh \gamma x.$  (5). Индекс «*k*» обозначает состояние короткого замыкания.

Аналогично, подставляя  $I_2 = 0$ , получим для холостого хода:

$$U_0(x) = U_2 ch\gamma x$$
,  $I_0(x) = (1/Z_C)U_2 sh\gamma x$ . (6).

Индекс «0» обозначает состояние холостого хода. Приведенные выше формулы позволят теоретически вычислить значения напряжений и токов в контактной сети. Эти величины будут проиллюстрированы на диаграммах.

Волновое сопротивление вычисляется по формуле:

$$\underline{Z_c} = \sqrt{\frac{R_o + j\omega L_o}{G_o + j\omega C_o}} = |Z_c| \cdot e^{j\varphi_c}$$
(7)

где  $Z_c$  – волновое сопротивление;  $R_o$ ,  $L_o$ ,  $G_o$ ,  $C_o$  – удельные параметры линии;  $\varphi_c$  – аргумент волнового сопротивления.

При нагружении линии волновым сопротивлением не возникает обратная волна. Ток и напряжение будут меняться монотонно, увеличиваясь экспоненциально по мере приближения к генератору:

$$\frac{\underline{U}(x) = \underline{U}_2 \cdot e^{\underline{L}^x}}{\underline{I}(x) = \underline{I}_2 \cdot e^{\underline{J}^x}}$$
(8)

Вычисления для контактной сети Опытного кольца – Жмигруд. Вычисления проводились для контактной сети Опытного кольца – Жмигруд.

Для определения уровней напряжений в избранных пунктах контактной сети было проведено компьютерное моделирование на модели контактной сети как цепи четырехполюсников типа П, которая представлена на рис. 1.

В модели учитывались удельные параметры *R*, *L*, *C* контактной сети, а также удельные параметры фидеров питания КС и ОФ. Для каждой частоты были приняты соответствующие параметры четырехполюсников. Моделирование проводилось для следующих удельных параметров (измеренных для этой цели).



Рис. 1. Модель контактной сети

Таблица 1

T										
Удельные параметры цепи										
<i>f</i> , Гц	Удельные параметры контактной сети			Удельные параметры фидера питания и отсасывающего кабеля						
	<i>С</i> , µF/км	$L_k$ , mH/км	$R_k, \Omega/\kappa м$	$C_s$ , nF/км	$L_s$ , mH/км	$R_s, \Omega/\kappa м$				
320	1,64	0,4	2,42	18	1,17	0,54				
800	1,55	0,8	3,62	18	1,13	0,84				
1600	1,8	0,84	4,53	18	1,08	1,64				
3600	1,8	0,8	3,94	18	1,03	3,97				
6000	1,8	0,68	10	18	1,02	4				
9000	2	0,65	15	18	1,02	4,5				

Контактная сеть была замкнута на рельс в конце модели участка. На рис. 2 представлена упрощенная схема модели, в которой обозначены точки определения уровней напряжений.

На основе построенной модели контактной сети с учетом удельных параметров R, L, C проводились вычисления на компьютере PC. Модель включала десять четырехполюсников типа П, имитирующих определенные участки контактной сети, индуктивность тяговой подстанции; фильтр подстанции. Схема модели представлена на рис. 3. Вычисления по модели проводились для ее нескольких конфигураций:

• с фильтрами подстанции и без них;

• участок с односторонним и двухсторонним питанием;

• тяговый поезд (токовое воздействие с переменной частотой (0÷30 кГц) находится в конце и в середине испытуемого участка.

В модели принято, что на участке TC находится один тяговый поезд. Моделирование проводилось для следующих параметров модели (см. табл. 2).



олектри теекие параметры модели								
№ п.п.	Параметры	Значение параметра						
1	Индуктивность подстанции	<i>L</i> = 1,75 мГн						
2	Параметры фильтра подстанции	$C1 = 40 \text{ M}\Phi$ $L1 = 0,44 \text{ M}\Gamma\text{H}$ RL1 = 0,072  Om	C2 = 90 мФ L2 = 0,78 мГн RL2 = 0,23 Ом	С3 = 100 мФ				
3	Удельные параметры кабеля питания	C = 1,8 мФ/км; $L = 0,8$ мФ/км; $R = 9,25$ Ом/км						
4	Удельные параметры контактной сети	$C = 18 \text{ н}\Phi/\text{км}; L = 1,2 \text{ м}\Gamma\text{н/км}; R = 5,6 \text{ Ом/км}$						

Некоторые результаты вычислений представлены на графиках (рис. 4-7) для системы питания и секционирования Опытного кольца – Жмигруд.



Рис. 4. Ток сети на 5 км в функции частоты, генерирующий источник в конце участка, фильтр подстанции включен







Рис. 6. Ток сети на 5 км в функции частоты, генерирующий источник в конце участка, фильтр подстанции отключен





Из приведенных данных моделирования следует, что для системы с односторонним питанием с вклю-

ченным фильтром подстанции, в ТС возникают резонансные частоты 7,2 кГц и 20,9 кГц, соответствующие им кратности составляют 11,4 и 9,14 для локомотива в конце участка, а также 7,3 и 7,9 – для локомотива в середине участка. Для той же схемы с отключенным фильтром подстанции возникают резонансные частоты 4,9 кГц, 9,0 кГц и 21,8 кГц, кратность которых составляет 13,2, 9,9 и 11,3 для локомотива в конце участка, а также 10,9, 4,5 и 10,4 для локомотива в середине участка. Для схемы участка с двусторонним питанием с включенным фильтром подстанции, в ТС возникает резонансная частота 13,4 кГц и кратность 1,0 для локомотива в конце участка, а также 8,2 для локомотива в середине участка. В аналогичном случае, но с отключенным фильтром подстанции, в ТС возникают резонансные частоты 5,2 кГц и 16,4 кГц, кратность которых составляет соответственно 5,9 и 2,1 для локомотива в конце участка а также 7,4 и 9,7 для локомотива посередине участка.

Резонансные частоты зависят от способа энергоснабжения и длины участка, а амплитуды - от местонахождения поезда. В случае одностороннего питания с одним локомотивом, которое имеет место на Опытном кольце, возникает резонанс в диапазоне 5÷9,4 кГц для частоты 7,2 кГц. В случае двухстороннего питания резонанс передвигается к 13,4 кГц и происходит в диапазоне 13,2÷13,6 кГц.

Измерения, для подтверждения расчетов проводились на Опытном кольце в городе Жмигруд. Испытуемая сеть была отключена от шин ТП. На тяговой подстанции посредством на исследуемый участок ТС подавался синусоидальный током с управляемой частотой при помощи генератора с усилителем. В конце было осуществлено гальваническое соединение КС и обратной цепи. Вдоль исследуемого участка контактной сети двигалась автодрезина с двигателем внутреннего сгорания, что облегчало измерения напряжений между контактной сетью и обратной цепью в избранных точках. Из этого вытекает, что испытания проводились в функции времени и пути (расстояния). Благодаря радиосвязи была обеспечена синхронизация измерений.

Результаты измерений сравнено с результаты вычислений на модели. Из этого сравнения следует, что результаты вычисления близки к измеренным значениям. Разница составляет от 0,58 % до 5,9 %. Результаты измерений при частоте 3600 Гц отличаются от вычисленных значений (ошибка около 7÷10 %) – это обусловлено резонансной частотой этого участка сети и вытекающими из этого измерительными ошибками.

Теоретический анализ, показал, что участок длиной в 5,43 км можно уже считать длинной линией с распределенными параметрами. Вычисления на модели и измерения очень близки друг другу, при условии правильного принятия удельных параметров контактной сети. Моделирование контактной сети как цепи из четырехполюсников типа П является хорошим методом оценки явлений, возникающих в контактной сети как линии большой длины.

Из результатов проведенного моделирования следует, что в испытуемой TC, длиной в 5,43 км, при одностороннем питании появляются резонансные

частоты 7,2 кГц и 20,9 кГц при соответственно 11 и 9 кратном усилении тока. Зато при двухстороннем питании, в анализируемом диапазоне выступает, одна резонансная частота 13,4 кГц.

Представленные выше частотные характеристики кольца в г. Жмигруд относятся к случаю, в котором на моделируемом участке находится только один локомотив (такие условия возникают во время пробных поездок по опытному кольцу).

Влияние резонансов в устройствах управления движением цепной линии работы. Потому что резонансные частоты в контактной есть, как правило, выше, чем 1000 Гц, которые будет считаться с их воздействием на работу рельсовых цепей, работающих на частотах выше 1 кГц. Именно на рельсовых цепи, работающие в диапазоне 1-3 кГц и цепи работающие в полосе 7-16 кГц и 20 кГц по 36 кГц. Для этих типов рельсовых цепей явление резонанса в контактной сети влияет на уровень допускаемых параметров помех. Получены из измерений допускаемые параметры возмущают их снижена в соответствии с формулой (9)

$$A_{\partial p} = A_{\partial} \cdot Q^{-1}, \qquad (9)$$

где  $A_{\partial p}$  – допускаемая величина с резонансом;  $A_{\partial}$  – допускаемая величина без резонанса; Q – доброта тяговой сети.

Уравнение (9) справедливо для предельных значений амплитуд помех, для которых частота совпадает с резонансной частотой тяговой сети. Другими словами, расстояние от допустимой амплитуды помех для частоты, совпадающей с частотой резонанса должна быть увеличена в соответствии с формулой (10):

$$C_p = C \cdot Q, \tag{10}$$

где  $C_p$  – расстояние от помех с резонансом; C – расстояние от помех с резонансом; Q – доброта тяговой сети.

### Выводы.

Резонансы в контактной сети влияют на уровень помех в рельсовых цепях, работающих на частотах выше 1 кГц. Существование резонансов влияет также на приемлемые величины параметров помех для рельсовых цепей и определения расстояния помех от рабочих сигналов рельсовых цепей.

Резонансные явления в контактной сети должны быть приняты во внимание при определении допустимых параметров помех для тяговых поездов и рельсовых цепей. Кроме того, в строительстве новых типов рельсовых цепей должны быть, при выборе частоты их работы, включены явление резонанса в тяговой сети.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

*I.* Określenie dopuszczalnych poziomów i parametrów zakłóceń dla urządzeń sterowania ruchem kolejowym. Praca IK 4430/10. Warszawa 2011. s. 328.

2. Untersuchung der Beeinflussung von Glaisstromkreisen. Frage A 122. Bericht nr 9. Utecht 1973. s. 263.

**3.** Białoń A., Furman J., Kazimierczak A., Zawadka Ł., Dopuszczalne parametry zakłóceń dla obwodów torowych stosowanych na PKP, Logistyka 6/2011. wersja elektroniczna.

**4.** Białoń A. Dłużniewski A. John Ł. Emisja zaburzeń radioelektrycznych emitowanych przez taborkolejowy Problemy kolejnictwa, z 152, Warszawa 2011. S. 51-66.

**5.** Białoń A., Kazimierczak A., Zając W., Skarpetowski G. – Model układu zasilania na torze doświadczalnym w Żmigrodzie. MET'99- 4th Int. Conference – Drives and Supply Systems for Modern Electric Traction in Integrated XXIst Century Europe. Warszawa, 23-25 września 1999. s. 124-129.

**6.** A. Mariscotti and P. Pozzobon, Determination of the Electrical Parameters of Railway Traction Lines: Calculation, Measurement and Reference Data, IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 19 n. 4, Oct. 2004 pp. 1538-1546.

7. Cholewicki T. – Elektryczne linie długie i układy niejednorodne. PWN, W-wa, 1978 s. 374.

**8.** Szeląg A. - Zagadnienia analizy i projektowania systemu trakcji elektrycznej prądu stałego z zastosowaniem technik modelowania i symulacji. Prace Naukowe PW, Seria ELEKTRYKA, s. 178, z. 123, 2002.

**9.** A. Mariscotti and P. Pozzobon, Synthesis of line impedance expressions for railway traction systems, IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. 52, n. 2, March 2003, pp. 420-430.

### REFERENCES

*I.* Określenie dopuszczalnych poziomów i parametrów zakłóceń dla urządzeń sterowania ruchem kolejowym. Praca IK 4430/10. Warszawa 2011. s. 328.

2. Untersuchung der Beeinflussung von Glaisstromkreisen. Frage A 122. Bericht nr 9. Utecht 1973. s. 263.

**3.** Białoń A., Furman J., Kazimierczak A., Zawadka Ł., Dopuszczalne parametry zakłóceń dla obwodów torowych stosowanych na PKP, Logistyka 6/2011. wersja elektroniczna.

**4.** Białoń A. Dłużniewski A. John Ł. Emisja zaburzeń radioelektrycznych emitowanych przez taborkolejowy Problemy kolejnictwa, z 152, Warszawa 2011. S. 51-66.

**5.** Białoń A., Kazimierczak A., Zając W., Skarpetowski G. – Model układu zasilania na torze doświadczalnym w Żmigrodzie. MET'99- 4th Int. Conference – Drives and Supply Systems for Modern Electric Traction in Integrated XXIst Century Europe. Warszawa, 23-25 września 1999. s. 124-129.

**6.** A. Mariscotti and P. Pozzobon, Determination of the Electrical Parameters of Railway Traction Lines: Calculation, Measurement and Reference Data, IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 19 n. 4, Oct. 2004 pp. 1538-1546.

7. Cholewicki T. – Elektryczne linie długie i układy niejednorodne. PWN, W-wa, 1978 s. 374.

**8.** Szeląg A. - Zagadnienia analizy i projektowania systemu trakcji elektrycznej prądu stałego z zastosowaniem technik modelowania i symulacji. Prace Naukowe PW, Seria ELEKTRYKA, s. 178, z. 123, 2002.

**9.** A. Mariscotti and P. Pozzobon, Synthesis of line impedance expressions for railway traction systems, IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. 52, n. 2, March 2003, pp. 420-430.

Поступила (received) 16.06.2016

Бялонь Анджей<sup>1</sup>, Фурман Юлюш<sup>1</sup>,

<sup>1</sup> Железнодорожный исследовательский институт, ул. Й. Хлопискиего 50, 04-275 Варшава, Польша, e-mail: abialon@ikolej.pl, jfurman@ikolej.pl

Białoń Andrzej<sup>1</sup>, Furman Juliusz<sup>1</sup>,

<sup>1</sup> Instytut Kolejnictwa,

50, Chłopickiego Józefa Str., PL 04-275, Warsaw, Poland. Influence of resonances in the contact network

### on the permissible parameters of interference.

Interference from electric traction affect the normal operation of the traffic control of trains and railway automation. Particularly sensitive to disturbance of signaling system are track circuits. The noise level in the system of traction substation - train traction composition depends on the contact network parameters, the parameters of traction substation and traction stock. In certain driving situations, in certain distances from the drawbar traction substation composition may increase interference. This is due to resonances in the contact network. The problem of resonance in the contact system is particularly important with the introduction of new traction with pulse-controlled formulations. Based on test results and modeling can be argued that an overhead line section with a length greater than 5 km may be regarded as a long line. Resonances in the contact system have an impact on the level of interference in rail circuits operating at frequencies above 1 kHz and should take them into account when determining the permissible parameters of interference to track circuits and traction compounds. References 9, tables 2, figures 7.

*Key words:* noise, resonance, movement, railway traffic management, signaling systems.

И.В. Волков, В.П. Стяжкин, О.А. Зайченко

# ПОВЫШЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ СИСТЕМЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ РЕГУЛЯТОР ТОКА – ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ СЕПАРАТОР РОТОРНОГО ТИПА

Проведено дослідження впливу роботи системи напівпровідниковий регулятор струму – електромагнітний сепаратор роторного типу на мережу живлення. Проведено аналіз досліджень і можливих шляхів зменшення негативного впливу на мережу. Обґрунтовано вибір методу пасивної фільтрації і проведена розробка універсального фільтра гармонік струму. Проведено дослідження впливу роботи системи з розробленим універсальним фільтром гармонік. Бібл. 6, табл. 2, рис. 7.

Ключові слова: напівпровідниковий регулятор струму, тиристорний перетворювач, електромагнітний сепаратор роторного типу, електромагнітна сумісність, універсальний фільтр гармонік струму, коефіцієнт гармонік, якість параметрів мережі живлення.

Проведены исследования влияние работы системы полупроводниковый регулятор тока – электромагнитный сепаратор роторного типа на питающую сеть. Проведен анализ исследований и возможных путей уменьшения негативного влияния на сеть. Обоснован выбор метода пассивной фильтрации и проведена разработка универсального фильтра гармоник тока. Проведены исследования влияния работы системы с разработанным универсальным фильтром гармоник. Библ. 6, табл. 2, рис. 7.

Ключевые слова: полупроводниковый регулятор тока, тиристорный преобразователь, электромагнитный сепаратор роторного типа, электромагнитная совместимость, универсальный фильтр гармоник тока, коэффициент гармоник, качество параметров питающей сети.

Введение. Повышение эффективности использования электрической энергии является одной из главных задач энергетики Украины. В связи с этим к промышленному оборудованию, в том числе поставляемому на горно-обогатительные комбинаты и фабрики, предъявляются жесткие требования по электромагнитной совместимости и качеству электроэнергии. Кроме обеспечения максимальной производительности, минимального потребления электрической энергии и надежности необходимо также обеспечить минимальное негативное влияние на питающую сеть. В частности, это касается электромагнитных сепараторов роторного типа, питание обмоток намагничивания которых осуществляется от полупроводниковых регуляторов тока [1]. В работе было предложено построение автоматизированной системы управления сепаратором на базе полупроводниковых регуляторов тока, показаны пути повышения эффективности (технологической, энергетической, экономической). На базе разработанной математической модели, а также установленным зависимостям технологических и электромагнитных параметров разработано оптимальное управление с применением аппарата нечеткой логики. Для решения проблемы электромагнитной совместимости системы с питающей сетью предложено применение методологии пассивной фильтрации, разработанной в Институте электродинамики НАН Украины [2] применительно к частотнорегулируемым асинхронным электроприводам и ориентированной на схемотехнику универсальных фильтров гармоник (УФГ), запатентованную в США, Канаде и других странах [3, 4]. А также проведен расчет параметров УФГ.

Целью работы является повышение качества потребляемой из сети электрической энергии системой полупроводниковый регулятор тока – электромагнитный сепаратор роторного типа путем разработки универсального фильтра гармоник, при помощи которого уровень генерируемых гармоник тока будет снижен до допустимых норм.

Постановка задачи. Электромагнитный сепаратор роторного типа, являясь самым технологически эффективным при сепарации и обогащении слабомагнитных руд и россыпей, способен обеспечить при оптимальном управлении его параметрами высокую производительность (до 150 т/час) и точность показателей обогащения (например, величина содержания полезной составляющей в выходном продукте). Сепаратор имеет один или два рабочих яруса, на которых происходит процесс сепарации слабомагнитных частиц высокоградиентным магнитным полем (до 1.4 Тл), и скальпирующий ярус, на котором происходит предварительное выделение из общего потока сильномагнитных частиц слабым полем (0.2 Тл). Высокоинтенсивное магнитное поле создается обмотками намагничивания, собственная индуктивность которых достигает величины 1.5 – 2.0 Гн.

Для управления величиной магнитной индукции питание обмоток намагничивания осуществляется от регулируемых тиристорных преобразователей, собранных по трехфазной мостовой схеме с обратным диодом, используется замкнутая по току система с пропорционально-интегральным регулированием. В связи с этим, система электромагнитной сепарации является источником электромагнитных помех, ухудшающих качество параметров питающей сети.

При электропитании системы без специального фильтра в сеть будут генерироваться мощные гармоники тока с частотой, кратной  $6(k+1)\pm 1$  (k = 0, 1, 2, 3, ...) частоте сети, причем доля гармонических составляющих в кривой тока имеет сложный характер, зависящий от числа пульсаций, выпрямленного напряжения и параметров цепи выпрямителя. Это приводит к значительному искажению кривой

потребляемого тока, величина суммарного коэффициента гармонических искажений этого тока  $THD_i$  доходит до 90 %, а коэффициент мощности на входе PF уменьшается до 0.5-0.6. Высшие гармоники тока, в свою очередь приводят к увеличению потерь энергии в питающей сети и неизбежно увеличивают коэффициент гармоник по напряжению  $THD_v$ , особенно в сети ограниченной мощности с нелинейными нагрузками.

Исследования влияния работы системы на питающую сеть. Проведенные промышленные исследования системы регулятор тока – электромагнитный сепаратор роторного типа подтверждают существенное негативное влияние системы на питающую сеть. На рис. 1 приведена спектральная характеристика фазного (потребляемого) тока, а на рис. 2 показана его форма кривой при значении выпрямленного тока на выходе преобразователя 20 А.



Искажение кривой потребляемого тока определяют в основном 5-я и 7-я гармоники тока (до 50-70 % от основной гармоники), коэффициент гармоник тока доходит до 98 % в диапазоне малых его значений (угол управления  $\alpha = 150^{\circ} - 180^{\circ}$ ) и до 32 % – 37 % в диапазоне больших значений ( $\alpha = 0^{\circ} - 80^{\circ}$ ).

Компьютерное моделирование с помощью прикладной программы для анализа сетей OMEGA, разработанной в Институте электродинамики НАН Украины, показало практически аналогичные результаты. Исследования проводились на сепараторе, параметры обмоток которого рассчитаны на максимальное значение выпрямленного тока 100 А (при  $\alpha = 0^{\circ}$ ). Результаты промышленных исследований и компьютерного моделирования приведены в табл. 1.

Таблица 1

Влияние работы системы на питающую сеть										
I, A	20	30	40	50	60	70				
Промышленные исследования										
$I_{5},\%$	72.5	67.5	36.0	27.5	22.5	22.0				
$I_{7},\%$	53.0	39.5	4.0	9.0	12.5	13.0				
<i>I</i> <sub>11</sub> ,%	6.0	5.5	19.5	15.0	11.0	10.5				
<i>I</i> <sub>13</sub> ,%	11.0	17.5	5.0	2.0	5.0	6.0				
$THD_i,\%$	98.0	87.0	47.9	37.7	32.8	31.4				
Исследования с помощью компьютерного моделирования										
$I_{5},\%$	72.0	68.0	51.0	38.0	22.5	20.0				
$I_{7},\%$	52.0	41.0	19.0	2.0	12.5	14.0				
<i>I</i> <sub>11</sub> ,%	6.0	5.5	20.0	21.0	11.0	9.0				
<i>I</i> <sub>13</sub> ,%	11.0	17.5	20.0	9.0	5.0	7.5				
$THD_i,\%$	96.4	86.0	65.1	49.0	32.2	30.0				

Анализ проведенных исследований и возможные пути уменьшения негативного влияния на сеть. Пути улучшения электромагнитной совместимости полупроводниковых преобразователей с питающей сетью путем уменьшения негативного влияния высших гармоник можно разделить на три группы: изменение условий распределения токов высших гармоник; повышение устойчивости оборудования к влиянию высших гармоник; минимизация уровней гармоник, которые генерируются в сеть каждой отдельной электроустановкой.

Наша задача относится к третьей из этих групп и ее решение возможно несколькими методами, которые условно можно разделить на пассивные и активные методы подавления гармоник. Пассивные методы относительно просты и надежны, оборудование для них может быть выполнено на большие мощности, но при этом громоздко и плохо управляемо. Активные же методы, более точные и управляемые, относительно дороги и сложны, а также ограничены по надежности и мощности.

Исследованию и разработке новых схем пассивной, активной и гибридной фильтрации посвящены работы [2, 5, 6]. Каждая из этих разработок ориентирована на определенный вид нагрузок, диапазон мощностей, заданную степень подавления высших гармоник и т.д. В данной работе предлагается применение методологии пассивной фильтрации, разработанной в Институте электродинамики НАН Украины, но которая применялась к частотно-регулируемым асинхронным электроприводам. Так как обмотки намагничивания сепаратора представляют собой изменяющуюся в процессе работы активно-индуктивную нагрузку с очень малым активным сопротивлением (0.1-4 Ом) и большой собственной индуктивностью (1.5-2.0 Гн), характер распределения высших гармоник отличается от случая с асинхронным электроприводом (как и показали проведенные исследования). Поэтому разработанная ранее серия фильтров не может непосредственно применяться для системы регулятор тока – сепаратор.

Разработка УФГ. Для решения задачи снижения негативного влияния системы регулятор тока - сепаратор на питающую сеть предлагается разработать аналогичную серию специальных широкополосных L, М, С – фильтров, что позволит не только радикально улучшить спектральный состав потребляемого из сети тока, довеля его до международных стандартов, но и оптимизировать при этом массогабаритные и стоимостные показатели. Стоит также обратить внимание на то, что электромагнитные сепараторы собираются из набора стандартных катушек индуктивности, которые отличаются между собой схемой соединения обмоток. Как правило, сепаратор рассчитывается на длительный режим работы при заданном рабочем значении выходного выпрямленного тока и работает при других значениях тока кратковременно, только в переходных режимах работы. Поэтому ставится задача расчета не просто серии стандартных фильтров, а разработки методики, по которой производится расчет и выбор оптимальных параметров фильтра для систем электропитания сепараторов с разными величинами рабочего тока.

На рис. З приведена принципиальная схема системы с УФГ, включенным между питающей сетью и регулятором тока обмоток сепаратора. На рисунке обозначены:  $u_{Li}(i_{Li})$  – система питающих трехфазных напряжений (токов);  $L_{Li}$  – внутренние индуктивности питающего трансформатора;  $U_{OH}$ ,  $i_{OH}$  – значения выпрямленного напряжения и тока;  $L_{OH}$ ,  $r_{OH}$  – индуктивность и сопротивление обмоток; элементы и параметры фильтра: L1-L6 – катушки индуктивности (дроссели) фильтра; C1-C3 – конденсаторные батареи фильтра.



Рис. 3. Принципиальная схема системы с УФГ

Расчет значений параметров УФГ ([1]) производился, учитывая опыт расчета параметров фильтров гармоник (линеаторов) для выпрямительных преобразователей с активно-емкостной нагрузкой типа «LINEATOR TM», наработанный отделом систем стабилизированного тока Института электродинамики НАН Украины. В результате расчетов получены зависимости, на основе которых выбирают параметры фильтров и гарантированно обеспечивают величины 5 % и 8 % коэффициента гармоник, для разных номинальных значений тока обмоток намагничивания сепаратора  $L_1 = f(I_d)$ ,  $L_2 = f(I_d)$  и  $C = f(I_d)$ . Привязка к значениям 5 % и 8 % коэффициента гармоник осуществлена в связи с планируемой поставкой сепараторов на горно-обогатительные фабрики не только Украины, но и стран ближнего и дальнего зарубежья, например, в ЮАР, Австралию, США, Вьетнам.

Для проверки эффективности работы разработанного фильтра проведены исследования влияния работы системы на питающую сеть в различных режимах работы в программе OMEGA. На рис. 4, 5 приведены результаты моделирования для 5 %-го фильтра, спектральная характеристика фазного тока и его форма кривой соответственно, при значении выпрямленного тока на выходе преобразователя 20 А. Аналогично на рис. 6, 7 приведены результаты для 8 %-го фильтра.



В табл. 2 приведены результаты исследований влияния работы системы на питающую сеть с разработанным УФГ в программе OMEGA (для разных значений номинального тока обмоток).



исследования влияния на питающую сеть с УФГ в программе ОМЕGA

I,A	20	40	60	80	100					
Система с 5 %-ным УФГ										
$I_5, \%$	0.9	1.1	1.5	1.7	3.2					
$I_{7},\%$	2.7	2.4	3.2	3.3	3.0					
<i>I</i> <sub>11</sub> ,%	3.2	3.0	2.5	2.5	1.8					
<i>I</i> <sub>13</sub> ,%	1.5	1.8	2.0	2.0	1.2					
$THD_i,\%$	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0					
Сь	Система с 8 %-ным УФГ									
$I_5,\%$	4.9	3.0	3.9	4.8	7.0					
$I_{7},\%$	3.5	1.7	3.7	3.7	2.6					
<i>I</i> <sub>11</sub> ,%	4.5	5.2	3.5	3.3	2.8					
<i>I</i> <sub>13</sub> ,%	1.7	2.2	2.9	2.7	2.0					
$THD_i,\%$	8.0	8.0	8.0	8.0	8.0					

Компьютерное моделирование режимов работы системы регулятор тока – сепаратор с разработанным УФГ, включенным между питающей сетью и регулятором тока, показало эффект значительного уменьшения влияния на сеть. Искажение формы тока питающей сети не превышает допустимых норм, установленных государственными стандартами Украины, Европейского союза и других стран. Применение серии УФГ для различных значений рабочего выпрямленного тока приводит к подавлению всего спектра высших гармоник потребляемого из сети тока, доведя уровень общего коэффициента гармоник (*THD<sub>i</sub>*) до стандартизированных значений 5 % и 8 % и значительному улучшению формы потребляемого из сети тока, делая ее близкой к синусоидальной. Даже для самой слабой сети со значением отношения короткого замыкания  $R_{sce} = 33$ , при применении 5 %-го фильтра 11-я гармоника входного тока, при  $I_d = 20 A$ , может незначительно (на 0.1 %) превышать допустимое значение. При применении 8 %-го фильтра 11-я гармоника тока максимально превышает норму на 2.1 % при  $I_d = 40 A$ , а 13-я гармоника на значение 0.9 % при  $I_d = 60 A$ .

### Выводы.

Применение УФГ, как опционального дополнительного оборудования, является не просто рекомендацией, повышающей эффективность всей системы регулятор тока – роторный сепаратор, но и обязательным условием, без выполнения которого просто невозможно применять эту систему сепарации при питании от промышленных слабых сетей.

Плохой спектральный состав потребляемого из сети тока сказывается не только на усложнении условий работы выпрямительного блока системы, но и приводит к новому витку ухудшения показателей качества напряжения в узлах нагрузки и отрицательному влиянию на соседних потребителей. Применение УФГ решает еще одну проблему: благодаря наличию междуфазных магнитных связей и соответствующему выбору соотношений между его параметрами создается эффект нивелирования несимметрии питающего напряжения и присутствия в нем высших гармоник.

УФГ, кроме выполнения основных функций, может выступать также в качестве согласующего по напряжению устройства, когда регулятор постоянного тока, рассчитанный, например, на номинальное европейское напряжение 380 В, необходимо эксплуатировать в сетях США с напряжением 480 В или в канадских 600 В. В настоящее время в этих случаях применяют согласующие трансформаторы на полную проходную мощность, что существенно удорожает комплект электрооборудования.

Еще одним положительным достоинством является то, что один УФГ можно использования для питания нескольких регуляторов постоянного тока, питающих обмотки намагниченности на разных ярусах сепараторов, например, как в сепараторах серии 6ЭРМ. А применение одного фильтра, пусть более мощного, вместо двух, также значительно влияет на уменьшение стоимости электрооборудования.

Также применение УФГ позволяет ограничивать броски тока и напряжения слабой сети, которые в свою очередь не благоприятно сказываются на работе силовых цепей и цепей управления других электропотребителей.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Зайченко О.А. Оптимальное управление в системе полупроводниковый регулятор тока – электромагнитный

ISSN 2074-272X. Електротехніка і Електромеханіка. 2016. №4(2)

сепаратор роторного типа. Дисс. канд. техн. наук. – К.: Ин-т электродинамики НАН Украины. – 2015. – 204 с.

2. Волков И.В. Новая концепция построения силовых цепей частотно-регулируемых электроприводов // Техн. електродинаміка. – 1999. – №4. – С. 21-26.

3. Levin M., Hoevenaars A., Volkov I., Kuznetsov V. Universal harmonic mitigating system. Patent USA, no. 6.127.743, 2007.

4. Levin M., Hoevenaars A., Volkov I. Patent USA, no. 2006/0197385, 2006.

5. Шидловский А.К., Жаркин А.Ф. Высшие гармоники в низковольтных электрических сетях. – К.: Наукова думка, 2005. – 210 с.

6. Жаркін А.Ф., Пазєєв А.Г. Однофазні активні коректори коефіцієнта потужності для багатомодульних систем електроживлення. – К.: Ін-т електродинаміки НАН України. – 2014. – 212 с.

#### REFERENCES

**1.** Zaichenko O.A. *Optimal'noe upravlenie v sisteme poluprovodnikovyi reguliator toka – elektromagnitnyi separator rotornogo tipa.* Diss. kand. techn. Nauk [Optimal control in the semiconductor current regulator – rotor type electromagnet separator system. Cand. tech. sci. diss]. Kyiv, 2015. 204 p. (Rus).

2. Volkov I.V. The new concept of the construction of power circuits variable frequency drives. *Tekhn. elektrodinamika*, 1999, no.4, pp. 21-26. (Rus).

3. Levin M., Hoevenaars A., Volkov I., Kuznetsov V. Universal harmonic mitigating system. Patent USA, no. 6.127.743, 2007.

4. Levin M., Hoevenaars A., Volkov I. Harmonic mitigating device with magnetic shunt. Patent USA, no. 2006/0197385, 2006.

**5.** Shidlovskii A.K., Zharkin A.F. *Vysshie garmoniki v nizko-vol'tnykh elektricheskikh setiakh* [The higher harmonics in low voltage electrical networks]. Kyiv, Naukova dumka Publ., 2005. 210 p. (Rus).

6. Zharkin A.F., Pazjejev A.G. Odnofazni aktyvni korektory koeficijenta potuzhnosti dlja bagatomodul'nyh system elektrozhyvlennja [Single-phase active power factor correctors for multimodal systems of power]. Kyiv, In-t of electrodynamics of NAS Ukraine Publ., 2014. 212 p. (Ukr).

Поступила (received) 01.06.2016

Волков Игорь Владимирович<sup>1</sup>, д.т.н., проф., чл.-корр. НАН Украины,

Стяжкин Виталий Павлович<sup>1</sup>, к.т.н., ст. науч. сотр., Зайченко Олег Анатольевич<sup>1</sup>, к.т.н., мл. науч. сотр., <sup>1</sup>Институт электродинамики НАН Украины, 03680, Киев, пр. Победы, 56,

тел/phone +38 044 4564248,

e-mail: tems@ukr.net, oleg\_tems@ukr.net.

### I.V. Volkov<sup>1</sup>, V.P. Stiazhkin<sup>1</sup>, O.A. Zaichenko<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Institute of Electrodynamics of National Academy of Sciences of Ukraine,

56, Peremohy Avenue, Kyiv, 030680, Ukraine.

# EMC increasing of the semiconductor current regulator – rotor type electromagnet separator system.

Purpose. Improving the quality of the electrical energy consumed by the semiconductor current regulator - rotor type electromagnet separator system from the power network. Through the development of a universal harmonic filter, whereby the level of generated current harmonics will be reduced to acceptable standards. Methodology. Industrial research and computing modeling of the current regulator (thyristor converter) - rotor type electromagnet separator system are conducted, whereby we have obtained the spectral characteristics and phase (consumed) current forms. We have analysis of the conducted industrial research and computing modeling and possible ways to reduce the negative impact on the network are considered. We have justified the choice of passive filtration method and designed the universal harmonic filter. And we have conducted the research of the influence of the system with designed universal harmonic filter. Results. Computer simulation of operating modes of the current regulator - rotor type separator system with designed harmonic filter connected between the power network and regulator, found a significant effect of reducing the impact on the network. The network supplied current distortion does not exceed the permissible norms established by the state standards of Ukraine, the European Union, USA and other countries. The application of the series universal harmonic filters for different rated currents results in suppression of all network supplied current harmonic spectrum. Whereby the standardized values (5 % and 8 %) of the total harmonic distortion are obtained and a significant improvement of the network supplied current form, making it similar to the sinusoidal. Originality. For the first time to solve the problem of electromagnetic compatibility of the semiconductor current regulator – rotor type separator with the power network the passive filter methodology was applied. It was developed at the Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine, which applied to the frequency-controlled asynchronous electric motor drives and based on the universal harmonic filters. For the first time the universal harmonic filters parameters where are calculated for the wide separators series with different rated currents of the magnetizing windings. Practical value. The developed universal harmonic filters series for the semiconductor current regulator - rotor type electromagnet separator systems gave an opportunity to improve the quality of the power network parameters. The value of the total harmonic distortion of the power network supplied current does not exceed standardized values established by international standards of electromagnetic compatibility, which makes it possible to apply the system on the mining and processing plants, not only of Ukraine, but also near and far abroad countries, including the EU, USA, Australia and others. References 6, tables 2, figures 7.

*Key words:* semiconductor current regulator, thyristor converter, rotor type electromagnet separator, electromagnetic compatibility, universal harmonic filter, total harmonic distortion, power network parameters quality.

В.К. Гурін, В.О. Павловський, О.М. Юрченко, М.М. Юрченко

## ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ЗАСОБІВ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ У СИСТЕМАХ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ З ВИСОКОЧАСТОТНИМИ ТРАНЗИСТОРНИМИ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ

В статті обґрунтовано необхідність застосування мережних протизавадних фільтрів у традиційних транзисторних перетворювачах та проаналізовано обмеження, пов'язані з застосуванням таких фільтрів. Розглянуто власні та взаємні паразитні параметри фільтрів, а також їх струм витоку, показаний вплив цих параметрів на вношуване загасання фільтрів і на показники електробезпеки. Проаналізовано методи зменшення завад від перетворювачів з накопичувальним дроселем на вході та показано простий метод зменшення напруги завад без застосування мережевих протизавадних фільтрів. Проведені перевірки ефективності розглянутого методу за допомогою програми електронного моделювання PSPICE та експериментальним шляхом підтвердили ефективність згаданого вище методу. Бібл. 8, рис. 12.

*Ключові слова:* транзисторний перетворювач, електромагнітна сумісність, паразитна ємність, несиметрична завада, симетрична завада.

В статье обоснована необходимость использования сетевых помехоподавляющих фильтров в традиционных транзисторных преобразователях и проанализированы ограничения, связанные с использованием таких фильтров. Рассмотрены собственные и взаимные паразитные параметры фильтров и их ток утечки, показано влияние этих параметров на вносимое затухание фильтров и на показатели электробезопасности. Проанализированы методы уменьшения помех от преобразователей с накопительным дросселем на входе и показан простой метод уменьшения напряжения помех без использования сетевых помехоподавляющих фильтров. Проведены проверки эффективности рассмотренного метода с помощью программ электронного моделирования PSPICE и экспериментальным путем, которые подтвердили эффективность указанного выше метода. Библ. 8, рис. 12.

*Ключевые слова:* транзисторный преобразователь, электромагнитная совместимость, паразитная емкость, синфазная помеха, дифференциальная помеха.

Актуальність цієї теми визначається двома основними обставинами: по-перше, в Україні діє ціла низка вітчизняних та міжнародних стандартів у галузі електромагнітної сумісності, які обмежують рівень електромагнітних завад від споживачів електричної енергії. Це стандарти ДСТУ CISPR, ДСТУ EN, ДСТУ IEC [1-4] тощо. По-друге, у сучасних транзисторних перетворювачах існує перманентна суперечність: чим досконаліші методи перетворення електричної енергії щодо втрат і чим кращі параметри силових транзисторних ключів для перетворювачів щодо зменшення часу їх перемикання, тим вищий рівень електромагнітних завад перетворювачі генерують як у мережу електроживлення у вигляді напруги, так і в навколишнє середовище у вигляді електромагнітних полів.

Метою досліджень є підвищення ефективності засобів зменшення електромагнітних завад у системах електроживлення з високочастотними (ВЧ) транзисторними перетворювачами для забезпечення вимог вітчизняних та міжнародних стандартів з електромагнітної сумісності.

Для досягнення поставленої мети були проведені дослідницькі роботи у таких напрямках:

аналіз електромагнітних процесів у системах електроживлення з ВЧ транзисторними перетворювачами з точки зору генерації останніми електромагнітних завад;

удосконалення схемотехнічних рішень у ВЧ транзисторних перетворювачах, а також удосконалення конструкції перетворювачів щодо зменшення електромагнітних завад, генерованих сучасними перетворювачами;

покращення техніко-економічних та експлуатаційних показників електромережних протизавадних фільтрів як одного з основних засобів зменшення електромагнітних завад від імпульсних транзисторних перетворювачів.

Аналіз літературних джерел про рівень електромагнітних завад від згаданих перетворювачів, а також наші власні дослідження у цьому напрямку показали, що рівень завад у цих перетворювачах складає 80..100 дБмкВ на частотах від 100 кГц до 1 МГц і 60..80 дБ на частотах від 1 до 30 МГц (рис. 1).



В той же час гранично припустимий рівень завад в десятки, а іноді в сотні разів менше. Цей рівень позначений на (рис. 1) суцільною лінією. Видно, що на вході перетворювача потрібний електромережний протизавадний фільтр з необхідним загасанням для завад, щоб зменшити їх до прийнятного рівня.

Дослідження показали, що загасання, яке вносить фільтр, обмежують, перш за все, власні (рис. 2) та взаємні (рис. 3) паразитні параметри фільтра [5, 6].

© В.К. Гурін, В.О. Павловський, О.М. Юрченко, М.М. Юрченко



До власних паразитних параметрів належать, головним чином, паразитні індуктивності виводів конденсаторів фільтра та паразитна міжвиткова ємність його дроселя.

До взаємних паразитних параметрів належать індуктивні та ємнісні паразитні зв'язки між різними елементами одного і того ж фільтра. Ці паразитні параметри зменшують загасання фільтра для напруги симетричної завади, яка діє між силовими провідниками перетворювача.

Для наочності визначимо магнітний зв'язок між виводами конденсаторів, включених на вході та на виході протизавадного фільтра для симетричних завад. Два конденсатори  $C_{DM1}$  і  $C_{DM2}$ , розташовані на друкованій платі на відстані *х* один від одного, з точки зору магнітного зв'язку *M* між індуктивностями їх виводів  $ESL_{DM1} = ESL_{DM2} = ESL_{DM}$  можна спрощено представити так (рис. 4), де а, b – відповідно геометрична довжина та висота конденсаторів  $C_{DM1}$  і  $C_{DM2}$ .



У роботі [7] розглянуто такий випадок і наведено вираз для взаємної індуктивності *M*:

$$M = \frac{\mu_0}{\pi} \left[ a \cdot \ln\left(\frac{a+d_1}{a+D} \cdot \frac{d_2}{x}\right) + b \cdot \ln\left(\frac{a+d_1}{a+D} \cdot \frac{d_2}{x}\right) + 2(D-d_1-d_2+x], (1)\right]$$

де *a* і *b* – сторони прямокутників на (рис. 4); *x* – відстань між площинами, в яких лежать прямокутники;

$$d_1 = \sqrt{a^2 + x^2}; \ d_2 = \sqrt{b^2 + x^2}; \ D = \sqrt{a^2 + b^2 + x^2};$$

 $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$  – абсолютна магнітна проникність вакууму.

Якщо у вираз (1) підставити типові геометричні розміри конденсаторів  $C_{DM1}$  та  $C_{DM2}$  (a = 17 мм, b = 15мм) і типову відстань x = 25 мм між конденсаторами, то після нескладних обчислень одержимо, що магнітний зв'язок  $M = M_3 \approx 0,59$  нГ. У роботі [7] також показано, що еквівалентна індуктивність  $ESL_{DMe}$  виводів вхідних і вихідних конденсаторів протизавадного фільтра для симетричних завад дорівнює

$$ESL_{DMe} = ESL_{DM} + |M_3| \cdot |\operatorname{Re}(I_1/I_2)|, \qquad (2)$$

де співмножник  $|Re(\dot{l}_1/\dot{l}_2)| = 22...984$  в залежності від діапазону частот. Отже, з виразу (2) видно, що наявність магнітного зв'язку між виводами конденсаторів, включених на вході та на виході фільтра, суттєво збільшує еквівалентну індуктивність виводів цих конденсаторів. Як наслідок, зменшується вношуване в симетричну заваду загасання цього фільтра на частотах від 1-2 до 30 МГц. Наші дослідження показали ефективність одного з конструктивних методів зменшення згаданого магнітного зв'язку шляхом взаємно перпендикулярного розташування конденсаторів фільтра (рис. 5). З графіка на (рис. 6) видно, що таке просте рішення майже на 20 дБ збільшує загасання фільтра.





Ще одним параметром електромережних протизавадних фільтрів є їх струм витоку. Це струм, який

ISSN 2074-272X. Електротехніка і Електромеханіка. 2016. №4(2)

може протікати між незаземленим корпусом фільтра або перетворювача і землею або заземленими металевими конструкціями при наявності певного опору між цими двома точками (рис. 7).



Важливість цього параметра фільтра в тому, що шлях для протікання струму витоку інколи утворює тіло людини, яка доторкнеться однією рукою до незаземленого корпусу, а другою - до заземленою металевої конструкції. І тоді життя людини прямо і безпосередньо буде залежати від стуму витоку фільтра. Крім того, струм витоку прямо визначається ємністю конденсаторів С<sub>СМІ</sub> та С<sub>СМ2</sub>, які відповідають за зменшення несиметричних завад і включені між фазою і корпусом фільтра або перетворювача (ці конденсатори схематично показані на (рис. 7). Для обмеження струму витоку фільтра значенням, наприклад, 3,5 мА сумарна ємність конденсаторів між фазою і корпусом не повинна перевищувати 0,05 мкФ. Таке обмеження ємності конденсатора при заданому значенні загасання потребує значного збільшення індуктивності дроселя фільтра. А це, в свою чергу, призводить до збільшення кількості витків та розміру дроселя, що збільшує його паразитну ємність і, як наслідок, зменшує вношуване фільтром загасання. Тому струм витоку є важливим параметром при розробці електромережних протизавадних фільтрів.

Для зменшення струму витоку у однофазних фільтрах можна застосувати розділовий трансформатор на вході фільтра; для 3-фазних фільтрів теж є ефективні рішення.

Зменшення завад у сучасних транзисторних перетворювачах з активними коректорами коефіцієнта потужності має свої особливості. У цих перетворювачах можна простими методами суттєво зменшити напругу завад, не застосовуючи електромережних протизавадних фільтрів [8].

Схематично такий перетворювач показаний на (рис. 8) разом зі схемою вимірів напруги завад перетворювача. На (рис. 8) прийняті позначення:  $C_a$  – паразитна ємність між стоком силового ключа і «землею»;  $C_b$  – паразитна ємність між катодом діода  $D_B$  і «землею»;  $C_c$  – паразитна ємність між витоком силового ключа і «землею»;  $L_B$  – накопичувальний дросель перетворювача напруги.

На цій схемі важливий елемент – ємність  $C_a$ , яка є паразитною ємністю між стоком силового ключа перетворювача і землею. В якості землі виступає заземлений металевий корпус перетворювача.



Якщо цю схему спростити, залишивши на схемі лише принципово важливі елементи, то одержимо просту і наочну схему, зображену на (рис. 9). На ній показана напруга  $U_c$ , спричинена перемиканням силового транзистора перетворювача, і шлях розповсюдження цієї напруги до еквівалента мережі, де її вимірюють. З розгляду схеми на (рис. 9) видно, що паразитна ємність  $C_a$  відіграє основну ролі у протікання струму несиметричної завади від джерела  $U_c$  до контактів вимірювача (резистор «25 Ом»), і тому цю ємність потрібно всіляко зменшувати.



З цією метою розглянемо схему, показану на рис. 10,*a*.



Вона являє собою дросель з двома послідовно з'єднаними обмотками з різною кількістю витків і сильним магнітним зв'язком, увімкненими зустрічно, а також конденсатор певної та відносно невеликої ємності, включений між точкою з'єднання обмоток і корпусом. На схемі (рис. 10) прийняті позначення: n = W1 / W2, де W1 – кількість витків 1-ї обмотки, W2 –кількість витків 2-ї обмотки, C – ємність конден-сатора, L – індуктивність меншої обмотки.

Якщо «розв'язати» дві обмотки з магнітним зв'язком за допомогою прийомів теорії електричних кіл (рис.  $10, \delta$ ) і перетворити їх на еквівалентну П-подібну схему, то одержимо схему, зображену на (рис.  $10, \epsilon$ ).

3 (рис. 10,*в*) видно, що конденсатор на схемі (рис. 10,*a*) трансформувався у три конденсатори,

причому конденсатори на обох боках П-подібної схеми на (рис. 10,*в*) можуть мати або позитивну, або негативну ємність. Остання завжди буде з боку більшої обмотки. У негативної ємності струм має фазовий зсув 180° відносно струму позитивної ємності.

Якщо застосувати такий підхід до еквівалентної схеми перетворювача як генератора напруги несиметричних завад, і замінити штатний дросель перетворювача схемою, яка генерує негативну ємність у несиметричному колі, але зберігає функції звичайного накопичувального дроселя у симетричному колі, як показано на схемі (рис. 11,*a*), то паралельно паразитній ємності  $C_a$  буде увімкнена негативна ємність.



При певному співвідношенні між індуктивностями обмоток і між ємностями  $C_a$  і C відбувається повна компенсація паразитної ємності  $C_a$ . Тоді, як видно з рис. 11, $\delta$ , буде мати місце розрив електричного кола між правим виводом джерела напруги  $U_c$  і корпусом, отже, зникає шлях для протікання струму несиметричної завади  $U_{CM}$  від джерела  $U_c$  через резистор «25 Ом», тобто через вхідні кола вимірювача напруги завад.

Теоретичний розрахунок оптимального значення ємності C, яке необхідне для повної компенсації паразитної ємності  $C_a$ , коли коефіцієнт магнітного зв'язку k = 1, дає такий вираз [8]:

$$C_{opt} = C_a(n-1). \tag{3}$$

Проведені нами розрахунки напруги завади  $U_{CM}$  на резисторі «25 Ом» (рис. 11,*a*) показали, що згадана напруга пропорційна такому виразу:

$$U_{CM} = \frac{1 - nk}{n \cdot (n - k)} \left( \omega \cdot n^2 L - \frac{C + C_a}{\omega \cdot C \cdot C_a} \right) + \omega \cdot n \cdot k - \frac{1}{\omega \cdot C}, \quad (4)$$

де  $\omega = 2\pi f$  – кругова частота,  $L = L_B / (n-1)^2$ ,  $L_B$  – задана індуктивність накопичувального дроселя, k – коефіцієнт магнітного зв'язку між обмотками.

Для дроселя, зображеного на (рис. 11,*a*), можна прийняти nk >> 1, і, крім того, n>>1, тому що зазвичай n = 20...50, а k = 0,7...1. Тоді вираз (4) можна значно спростити:

$$U_{CM} = \frac{1}{\omega \cdot C} \left[ \frac{k}{n} \left( \frac{C}{C_a} + 1 \right) - 1 \right].$$
(5)

3 виразу (5) видно, що для того, щоб  $U_c \rightarrow 0$ , по-трібно, щоб

$$\frac{k}{n} \cdot \left(\frac{C}{C_a} + 1\right) - 1 = 0, \tag{6}$$

звідки одержимо вираз

$$C = C_{opt} = C_a \left(\frac{n}{k} - 1\right). \tag{7}$$

Можна помітити, що якщо у виразі (7) прийняти k = 1, то він перетворюється у вираз (3), виведений у роботі [8] для k = 1.

З метою перевірки ефективності описаного вище методу зменшення завад було проведене електронне моделювання еквівалентної схеми такого перетворювача як генератора несиметричних завад з урахуванням паразитної ємності  $C_a$  за допомогою пакетів програм схемотехнічного моделювання orCAD, PSPICE.

Результат електронного моделювання із схемою компенсації паразитної ємності  $C_a$  та без такої компенсації показаний на (рис. 12). На графіку лінією 1 показана напруга завад, генерованих перетворювачем без схеми компенсації паразитної ємності, лінією 2 – напруга завади перетворювача зі схемою компенсації паразитної ємності.



З розгляду (рис. 12) видно, що описаний вище метод компенсації паразитної ємності  $C_a$  у десятки і навіть сотні разів зменшує інтенсивність несиметричних завад в діапазоні частот від 150 кГц до 3 МГц, генерованих перетворювачем напруги з активною корекцією коефіцієнта потужності, простими схемотехнічними та конструктивними засобами.

Для експериментальної перевірки ефективності методу компенсації ми розробили, виготовили і провели дослідження перетворювача з двообмотковим дроселем та конденсатором схеми компенсації, зображену на (рис. 10,*a*). Перевірка підтвердила ефективність методу компенсації паразитної ємності.

### Висновки.

1. На основі результатів аналізу електромагнітних процесів у системах електроживлення з високочастотними транзисторними перетворювачами удосконалено схемотехнічні і конструктивні рішення, які дозволяють зменшити рівень завад, генерованих такими перетворювачами.

2. Для електромережних протизавадних фільтрів удосконалено метод зменшення впливу власних та взаємних паразитних параметрів елементів фільтра на вношуване ним загасання. Крім того, при цьому зменшується і його струм витоку, що підвищує електробезпеку фільтра та перетворювача.

3. Удосконалено метод компенсації паразитної ємності, який дозволяє суттєво зменшити рівень завад від імпульсних транзисторних перетворювачів з активною корекцією потужності без використання протизавадних фільтрів.

ISSN 2074-272X. Електротехніка і Електромеханіка. 2016. №4(2)

### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. ДСТУ CISPR 23:2007 «Електромагнітна сумісність. Визначення норм для промислового, наукового та медичного обладнання».

2. ДСТУ EN 55022:2014 «Обладнання інформаційних технологій. Характеристики радіозавад. Норми та методи вимірювання».

3. ДСТУ ІЕС 61000-2-4-2002 «Електромагнітна сумісність. Частина 2. Електромагнітне оточення. Секція 4. Рівні сумісності для промислового обладнання щодо низькочастотних кондуктивних завад».

4. ГОСТ 16842-82 «Радиопомехи индустриальные. Методы испытаний источников индустриальных радиопомех».

5. В.К. Гурін, В.О. Павловський, О.М. Юрченко. Власні та взаємні паразитні параметри елементів протизавадних фільтрів для джерел електроживлення ключового типу //Техн. електродинаміка. Тематичний випуск «Проблеми сучасної електротехніки».– 2012. – Ч.2. – С. 119-120.

6. В.К. Гурін, В.О. Павловський, О.М. Юрченко. Методи зменшення взаємних паразитних параметрів у протизавадних фільтрах для джерел електроживлення ключового типу // Техн. електродинаміка. Тематичний випуск «Силова електроніка та енергоефективність».– 2012. – Ч.1. – С. 24-26.

7. В.К. Гурін, В.О. Павловський, О.М. Юрченко. Особливості магнітного зв'язку між індуктивностями виводів вхідних і вихідних конденсаторів у протизавадних фільтрах // Технічна електродинаміка. – 2014. – №1. – С. 51-55. 8. Shuo Wang, and Fred. C. Lee. Common-Mode Noise Re-

**8.** Shuo Wang, and Fred. C. Lee. Common-Mode Noise Reduction for Power Factor Correction Circuit With Parasitic Capacitance Cancellation // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility, vol. 49. No.3, August 2007, pp. 537-542.

### REFERENCES

*I.* CISPR 23:2007 *«Electromagnetic compatibility. Defining standards for industrial, scientific and medical equipment».* 

**2.** EN 55022:2014 «Information technology equipment – Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement».

3. IEC 61000-2-4-2002 «Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 2-4: Environment – Compatibility levels in industrial plants for low-frequency conducted disturbances».

4. GOST 16842-82 «Industrial noise. Test methods for industrial sources of interference».

5. V.K. Gurin, V.O. Pavlovskyi, O.M. Yurchenko. Selfparasitic and mutual parasitic parameters in power line filters for switching mode power supplies. *Technical electrodynamics*. *Thematic issue «Problems of modern electronics»*, 2012, no.2, pp. 119-120. (Ukr).

6. V.K. Gurin, V.O. Pavlovskyi, O.M. Yurchenko. Reduction methods of mutual parasitic in RFI filters for key-type power supplies. *Technical electrodynamics. Thematic issue «Power Electronics and energy efficiency»*, 2012, no.1, pp. 24-26. (Ukr).

7. V.K. Gurin, V.O. Pavlovskyi, O.M. Yurchenko. Special aspects magnetic inductance connection between the terminals of input and output capacitors in RFI filters. *Technical electro-dynamics*, 2014, no.1, pp. 51-55. (Ukr).

8. Shuo Wang, and Fred. C. Lee. Common-Mode Noise Reduction for Power Factor Correction Circuit With Parasitic Capacitance Cancellation. *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*, vol. 49. no.3, August 2007, pp. 537-542. doi: 0.1109/temc.2007.902191.

#### Надійшла (received) 02.06.2016

Гурін Віктор Костянтинович<sup>1</sup>, інж. І категорії, Павловський Володимир Олександрович<sup>1</sup>, к.т.н., Юрченко Олег Миколайович<sup>1</sup>, д.т.н., Юрченко Микола Миколайович<sup>1</sup>, д.т.н., <sup>1</sup> Інститут електродинаміки Національної академії наук України, 03680, Київ-57, пр. Перемоги, 56,

тел/phone +38 044 4591580, e-mail: yuon@ied.org.ua

*V.K. Gurin<sup>1</sup>, V.O. Pavlovskyi<sup>1</sup>, O.M. Yurchenko<sup>1</sup>, M.M. Yurchenko<sup>1</sup>* <sup>1</sup>Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

56, Peremohy Avenue, Kyiv, 03680, Ukraine.

Improving the efficiency of means of improving the electromagnetic compatibility of power systems with high-frequency transistor converters.

Purpose. Improving of efficiency of electromagnetic compatibility providing means for supply systems having transistor highfrequency converters, for demands matching of domestic and international standards on electromagnetic compatibility. Methodology. A theoretical analysis of electromagnetic processes in supply systems having transistor high-frequency converters in the field of electromagnetic noise generating, simulating of electronic circuits with using PSPICE and OrCAD programs; experimental verifying of results obtained on the prototype of a converter. **Results**. Investigation of magnetic coupling between leads' inductances of input and output capacitors of power line filters made it possible to improve filters' insertion loss with using a simple design approach. It is investigated a method of common-mode noise reduction for converters having power factor correction circuit with parasitic capacitance cancellation, and showed that the method mentioned above allows to reduce significantly common-mode noise and is easy to implement. Originality. Theoretical calculations of the compensating capacitor's optimal value for the parasitic compatibility providing, especially for transistor high-frequency converters having power factor correction circuits. Practical value. Results of investigations mentioned above allow to build cost-effective means of electromagnetic compatibility providing, especially for transistor high-frequency converters having power factor correction circuits. References 8, figures 12.

*Key words:* transistor converter, electromagnetic compatibility, parasitic capacity, common mode, different mode. А.Ф. Жаркін, В.О. Новський, А.Г. Пазєєв

## ДОСЛІДЖЕННЯ ГАРМОНІЧНОГО СКЛАДУ СТРУМІВ В ТОЧЦІ ПРИЄДНАННЯ СТАТИЧНИХ ТИРИСТОРНИХ КОМПЕНСАТОРІВ РЕАКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ ДО ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНОЇ СИСТЕМИ

Представлено результати імітаційного моделювання роботи статичних тиристорних компенсаторів (СТК) реактивної потужності при підключенні до трифазної електроенергетичної системи. Визначено рівні вищих гармонік струму, що інжектуються до мережі в різних режимах роботи СТК, та наведено рекомендації по забезпеченню нормованих показників якості електричної енергії. Бібл. 5, рис. 9.

*Ключові слова:* статичні тиристорні компенсатори реактивної потужності, гармонічний склад струму, показники якості електричної енергії, імітаційне моделювання.

Представлены результаты имитационного моделирования работы статических тиристорных компенсаторов (СТК) реактивной мощности при подключении к трехфазной электроэнергетической системе. Определены уровни инжектируемых в сеть высших гармоник токов в разных режимах работы СТК и приведены рекомендации по обеспечению нормированных показателей качества электрической энергии. Библ. 5, рис. 9.

Ключевые слова: статические тиристорные компенсаторы реактивной мощности, гармонический состав тока, показатели качества электрической энергии, имитационное моделирование.

Вступ. Відомо, що для вирішення відповідних задач підвищення ефективності передачі та розподілу електричної енергії застосовуються статичні тиристорні компенсатори реактивної потужності (СТК) [1-3]. Їх побудова може здійснюватися тільки на базі елементів, що здатні обмінюватися енергією з мережею. Тому, реактор і батарея конденсаторів (БК) є обов'язковими елементами СТК, основні конфігурації яких наведено на рис. 1. Для забезпечення можливості керування рівнем індуктивної складової реактивної потужності використовується реактор з тиристорним регулюванням струму. За рахунок використання тиристорно-реакторних груп (ТРГ), що утворені шляхом послідовного з'єднання реактора та зустрічнопаралельно включених тиристорів з фазовим управлінням кутом вмикання, забезпечується регулювання струму реактора (TCR – Thyristor Controlled Reactor).





БК може виконуватись або постійно підключеною до мережі (рис. 1,*a*) чи вторинної обмотки силового трансформатора (рис. 1. $\delta$ ), або такою, що складається з декількох секцій тиристорно комутованої батареї конденсаторів ТКБК (рис. 1,*в*), кожна з яких може бути підключена окремо в залежності від необхідного рівня генерації ємнісної складової реактивної потужності (TSC – Thyristor Switched Capacitor). СТК, що побудовані на основі використання декількох секцій ТРГ та ТКБК отримали назву комбінованих. Їм властиві, по відношенню до інших конфігурацій, більша гнучкість у регулюванні знижених та підвищених напруг, нижчі втрати потужності, а також менша встановлена потужність ТРГ, так як при необхідності збільшення споживання реактивної потужності секції БК можуть бути відносно швидко відключені. Водночас алгоритми керування роботою комбінованих СТК повинні бути більш розвиненим і враховувати стан мережі, наявність інших компенсаторів та інші дестабілізуючі фактори [1].

Загалом, як доведено практикою, застосування СТК в електроенергетичних системах забезпечує підвищення статичної і динамічної стійкості, зниження відхилень напруги при великих збуреннях, стабілізацію напруги, обмеження внутрішніх напруг, збільшення передавальної здатності електропередачі [1, 2, 4].

Постановка задачі дослідження. Розглянемо узагальнену схему комбінованого СТК, що побудований на основі ТРГ та комутованих БК, яку наведено на рис.2. Основними силовими елементами схеми є ТРГ1 – ТРГп та комутовані БК1 – БКп. При відповідному виборі параметрів LC – елементів СТК може працювати як в режимі генерування, так і в режимі споживання реактивної потужності.

При відомих перевагах використання СТК має і недоліки. Фазове управління кутом вмикання тиристорів ТРГ призводить до наявності у струмі СТК вищих гармонік, що негативно впливає на якість напруги мережі [1, 2]. Наявність у струмі СТК вищих гармонік обумовлює використання фільтрокомпенсувальних ланок (ФКЛ1 – ФКЛп на рис. 2), що призводить до зростання вартості обладнання.

Крім того, система «мережа-СТК-навантаження» може мати не детерміновані в часі (або нелінійні) активні та реактивні елементи, тому сам вибір параметрів ФКЛ може бути достатньо трудомісткою задачею.

Відомо, що проектування СТК повинне виконуватися індивідуально для кожного конкретного вузла мережі відповідно до параметрів схеми електропостачання, характеристик навантаження та вимог щодо якості електроенергії. Для кожного випадку необхідно

© Н.П. А.Ф. Жаркін, В.О. Новський, А.Г. Пазєєв

робити розрахунок встановленої потужності ТРГ, БК та ФКЛ, і визначати їх склад. ФКЛ при цьому налаштовуються на певні гармоніки, які генеруються як навантаженням, так і ТРГ. Тому очевидно, що до замовлення СТК у конкретного виробника необхідно мати інформацію щодо основних параметрів електромагнітних процесів у самому пристрої та впливу його роботи на електромережу у місці підключення. Таку інформацію може забезпечити використання імітаційного моделювання роботи СТК в стандартних прикладних пакетах схемотехнічного моделювання.



Рис. 2. Узагальнена схема СТК на основі ТРГ та комутованих БК

Задачею роботи є дослідження впливу роботи СТК на якість напруги в точці підключення, зокрема в частині аналізу гармонічного складу струмів в точці приєднання статичних тиристорних компенсаторів реактивної потужності до трифазної електроенергетичної системи, для визначення рекомендацій щодо вибору параметрів елементів ФКЛ, що забезпечують нормовані показники несинусоїдальності напруги.

Виклад основного матеріалу. Дослідження проводились в пакеті схемотехнічного моделювання MC9 (MikroCap9) з використанням розробленої імітаційної моделі СТК, що підключений до трифазної ЛЕП на стороні навантаження. Для визначеності було обрано ЛЕП-330 кВ довжиною 200 км, що виконана проводами 2\*AC 300/39 3 параметрами: *z*<sub>0</sub>=0.048+*j*0.328 (Ом/км), *b*=3.41\*10<sup>-6</sup> (См/км), номінальна напруга U<sub>nom</sub>=330 кВ та натуральна потужність Р<sub>нат</sub>=343 МВт. Прийнято допущення, що ЛЕП приєднана до джерела синусоїдальної напруги нескінченної потужності з  $\omega_m = 2\pi f_m$  с<sup>-1</sup> (де  $f_m = 50$  Гц) та живить навантаження  $S_n = P_n + jQ_n$ , де  $P_n$  та  $Q_n$  – активна та реактивна потужності навантаження.

У [5] було проведено дослідження впливу роботи СТК на якість електроенергії в точці підключення з використанням однолінійної імітаційної моделі. З використанням отриманих в роботі результатів було розроблено трифазну імітаційну модель, за допомогою якої можливо досліджувати специфічні для трифазних пристроїв режими. Узагальнену схему розробленої трифазної імітаційної моделі наведено на рис. 3.



Рис. 3. Узагальнена схема трифазної імітаційної моделі

У зазначені моделі використано П-подібну схему заміщення лінії з параметрами  $R_{\rm sl}$ =10 Ом,  $L_{\rm sl}$ =65/ $\omega_{\rm M}$  Гн,  $C_{\rm sl}$ =(2932,55 $\omega_{\rm M}$ )<sup>-1</sup> Ф та трифазний еквівалент навантаження за схемою «зірка» з номінальною активною потужністю  $P_{\rm n_{-HOM}} = P_{\rm Ham}$  та  $tg \varphi_n = 0,48$ , що виконаний як паралельно з'єднані у кожній фазі  $R_{\rm n}$  та  $L_{\rm n}$  елементи. Мережа моделювалась трьома джерелами си-

нусоїдальної напруги. СТК утворено трьома ТРГ та трьома конденсаторами, включеними відповідно у трикутник та зірку, з номінальною реактивною потужністю відповідно 450 Мвар та 350 Мвар. ФКЛ виконано як послідовні резонансні фільтри п'ятої та сьомої гармонік. Якість електроенергії контролювалась у точках Ua2, Ub2, Uc2 шляхом розрахунків рівнів гармонічних складових відповідних напруг та коефіцієнтів спотворення синусоїдальності напруги  $K_U$  в точках підключення СТК до мережі (Ua2, Ub2, Uc2 на рис. 3), гармонічного складу струмів кожної фази лінії та навантаження, струмів БК та реакторів. Система керування (СК) побудована таким чином, щоб забезпечувати стабілізацію рівня напруги в точках підключення СТК до мережі при зміні навантаження або рівня вхідної напруги.

Для спрощення розрахунків розглянемо симетричний режим вхідної трифазної напруги. На рис. 4 наведено результати розрахунків сталого режиму при відключених фільтрах, потужності навантаження  $0,9S_{n nom}$  та номінальних параметрах реактивних елементів СТК.



Рис. 4. Результати розрахунків при відключених фільтрах та потужності навантаження  $0.9S_n$  nom

На рисунку позначено: струми, що відносяться до фази А: лінії – I(LSLA) (1), СТК – I(RSTKA) (2), навантаження I(RiZna) - (3), БК - I(CKA) (4) та фазний струм реакторної групи – *I(RILKA)* (5). Як видно з рисунка, при зазначених параметрах елементів моделі в контрольних точках забезпечується стабілізація рівня напруги. При цьому хоч струм I(RILKA) у тиристорних групах має суттєво несинусоїдальну форму, сумарний струм фази А СТК I(RSTKA) має майже синусоїдальну форму, тобто БК при таких параметрах виступає як фільтр вищих гармонік струму. Для даного випадку коефіцієнт  $K_{II}$  фазних напруг в точках підключення СТК має значення 0,798 %. Аналогічні процеси спостерігаються в інших режимах при зміні навантаження лінії, що розглядається. На рис. 5 наведено отримані при розрахунках на імітаційній моделі для діапазону потужності навантаження (0,3-1,0)S<sub>n nom</sub> значення амплітуд першої, п'ятої та сьомої гармонік струмів, що відносяться до фази А. Позначення на рис. 5 такі ж, як і на рис. 4. На рис. 6 наведено розраховані для цього ж випадку значення  $K_U(THD(v(U2)))$ в контрольних точках.



Рис. 5. Амплітуди гармонік струмів при зміні потужності навантаження в межах  $(0,3-1)S_{n \text{ nom}}$ 



Рис. 6. Значення  $K_u$  в контрольних точках при зміні потужності навантаження в межах  $(0,3-1)S_n$  nom

Як видно з рис. 5 значення амплітуди п'ятої гармоніки струму СТК (крива 2) значно менші, а п'ятої гармоніки струму БК (крива 4) навпаки більші, ніж значення п'ятої гармоніки фазного струму ТРГ (крива 5). Ці струми у відповідності з першим законом Кірхгофа пов'язані рівнянням *I(RSTKA)=I(RILKA)+I(CKA)*. 3 рис. 4 видно, що струми БК і фазний струм ТРГ знаходяться у протифазі, так само, як показав аналіз, як і їх п'яті гармоніки. Тому амплітуда п'ятої гармоніки струму фази СТК приблизно дорівнює алгебраїчній різниці амплітуд п'ятих гармонік струмів БК та фазного струму ТРГ. Аналогічні залежності притаманні й іншим вищім гармонікам струмів. Загалом значення амплітуд п'ятої та сьомої гармонік фазних струмів СТК відповідно менші за 8 % та 1,5% амплітуди першої гармоніки, а рівні вищих гармонік з більшими номерами не перевищують 0,4 % першої гармоніки. При цьому значення К<sub>U</sub> в точках підключення СТК менші за 1,8 % (при нормованому значені 2 %) для всього діапазону зміни навантаження (рис. 6).

Отримані результати свідчать про те, що в симетричних режимах та при розглянутих параметрах СТК та мережі в точці підключення СТК потужність ємнісної частини СТК є достатньою для фільтрації струмів вищих гармонік ТРГ, а значення коефіцієнтів спотворення синусоїдальності фазних напруг  $K_U$  не перевищують нормованих показників, хоч і наближуються до них при зменшенні потужності навантаження.

Наведений вище аналіз роботи СТК проводився для номінальних потужностей БК та ТРГ. При цьому було визначено, що для компенсації номінальної ємнісної складової реактивної потужності СТК у режимі зменшення навантаження струм реакторної групи повинен значно збільшуватись, що призводить до зростання втрат. Як вже зазначалось, для зменшення втрат може використовуватись побудова СТК на основі комбінованих конфігурацій з використанням декількох секцій як комутованих тиристорами БК, так і секціонованих ТРГ. Однак, як показав приведений вище аналіз, при зменшенні потужності навантаження підсилюється негативний вплив СТК на мережу. Тому видається цікавим дослідження роботи СТК при зменшених відносно розглянутого випадку значеннях встановленої потужності БК та потужності навантаження, що імітує відповідний режим роботи комбінованого СТК.

Дослідження проведемо з використанням тієї ж імітаційної моделі, але з введенням коефіцієнту відносної потужності БК. В моделі це реалізовано перерахунком значень ємності БК у відповідності до виразу

$$Q_{\rm EK} = v(VkCk)Q_{\rm EK \ hom}$$

де  $Q_{5K \text{ ном}}$  та  $Q_{5K}$  відповідно номінальне та розраховане значення реактивної потужності БК, v(VkCk) – значення напруги джерела постійної напруги в моделі, що визначає відносну потужності БК та використовуються для перерахунку відповідних значень елементів.

Звернемось до рис. 7 та рис. 8. На зазначених рисунках наведено результати розрахунків на імітаційній моделі роботи СТК при номінальній потужності ТРГ та, відповідно, значеннях v(VkCk)=0,2,S<sub>n</sub>=0,2S<sub>n ном</sub> і v(VkCk)=0,4, S<sub>n</sub>=0,4S<sub>n ном</sub>. Як видно з графіків у кривих миттєвих значень струмів та напруг наявні дуже значні гармонічні складові, а значення  $K_U(Ua2)$  становить відповідно 17,8 % та 3,67 %. В першому випадку амплітуди п'ятої гармоніки фазного струму СТК та струму лінії складають відповідно 120 А та 116 А, при амплітудах перших гармонік 167 А та 7 А, а в другому – 35,8 А та 31,7 А при амплітудах перших гармонік 211,8 А та 345,3 А. При цьому амплітуди п'ятих гармонік струму БК та струму ТРГ фази А в першому випадку становлять відповідно 121,4 А та 24,1 А, а в другому – 67,5 А та 37,3 А. Такий характер процесів свідчить про роботу схеми при вказаних параметрах елементів в режимі паралельного резонансу струмів.

Як показав аналіз, резонансний контур для вищих гармонік утворюється за рахунок паралельного з'єднання та замикання на землю еквівалентної індуктивності лінії та ємності БК кожної фази. При відносній потужності БК, що дорівнює 0,2 та вказаній еквівалентній індуктивності лінії (елементи Cka та Lsla на рис. 3) резонансна частота контуру  $\omega_0=250,45$  Гц, тобто є близькою до частоти п'ятої гармоніки (250 Гц). При  $v(VkCk)=0,4 \omega_0=177,25$  Гц, але так як добротність утвореного резонансного контуру має відносно низьке значення, то на частоті п'ятої гармоніки тим не менш спостерігається «підсилення» струму, що інжектується в мережу. При цьому встановлена потужність ТРГ не має суттєвого впливу на виникнення резонансних явищ, так як її зниження впливає не на зсув частоти резонансу, а на рівень гармонік струму ТРГ, що визначається кутом керування тиристорів. Очевидно, що режими роботи СТК при наявності резонансу струмів є неприйнятними для практики та потребують обов'язкового використання ФКЛ.



Рис. 7. Результати розрахунків на імітаційній моделі фазних напруг та струмів при  $Q_{Ck}$ =0,2 $Q_{Ck}$  ном та  $S_n$ =0,2 $S_n$  ном  $K_U(Ua2)$ =17,8 %



Рис. 8. Результати розрахунків на імітаційній моделі фазних напруг та струмів при  $Q_{Ck}$ =0,4 $Q_{Ck}$  ном та  $S_n$ =0,4 $S_n$  ном  $K_U(Ua2)$ =3,67 %

На рис. 9 наведено результати відповідних розрахунків на імітаційній моделі СТК при  $Q_{Ck}=0,2Q_{Ck_{\rm HOM}}$  та  $S_{\rm n}=0,2S_{\rm n_{\rm HOM}}$ , але при використанні

ФКЛ, що виконані як послідовні резонансні фільтри п'ятої гармоніки зі встановленою потужністю БК однієї фази фільтра 3,42Мвар (криві *a*) та 6,84 Мвар (криві *b*).



Рис. 9. Результати розрахунків при  $Q_{Ck}$ =0.2 $Q_{Ck}$  ном та  $S_n$ =0.2 $S_n$  ном та підключеному фільтрі 5-ї гармоніки зі встановленою потужністю 3,42 Мвар (*a*) та 6,84 Мвар (*b*)

Як видно з рис. 9 у кривих фазних напруг, струмів лінії та навантаження, а також струму СТК наявна в основному перша гармоніка, а п'ята та вищі гармоніки виражені слабо. Так значення  $K_U$  фазної напруги в контрольній точці Ua2 дорівнюють відповідно 1,34 % та 0,84 % для зазначених встановлених потужностей фільтру, а діюче значення напруги на конденсаторі фільтру становить відповідно 202,5 кВ та 198,5 кВ. З наведеного прикладу видно, що при використанні комбінованих СТК необхідно приділяти особливу увагу впливу роботи СТК на якість напруги в точці підключення при зниженій відносно номінальної потужності, що спостерігається при включенні частини секцій БК та ТРГ.

Підсумовуючи проведений аналіз, можна зробити висновок, що при розробці СТК необхідно приділяти значну увагу аналізу можливості виникнення резонансних явищ при роботі СТК на частотах перших вищих гармонік. Відносно значні рівні потужності СТК обумовлюють такі значення його реактивних елементів, що частоти паралельного резонансу можуть зміщуватись в область частот п'ятої та сьомої гармонік струмів СТК, які якраз і мають найбільші значення при фазовому керуванні струмів реакторів СТК.

Висновки. В роботі представлено розроблену імітаційну модель для аналізу електромагнітних процесів та визначення гармонічного складу струмів і напруг в силових елементах СТК та елементах трифазної електроенергетичної системи в точці приєднання СТК до мережі. Наведено приклади розрахунків різних режимів роботи СТК. Показано, що у нормальному експлуатаційному режимі при роботі СТК типу TCR з потужною ємнісною частиною (з номінальною потужністю, що співставна з натуральною потужністю лінії 330кВ) навіть без ФКЛ значення коефіцієнту спотворення синусоїдальності напруги К<sub>U</sub> в точці підключення СТК становлять 0,5 % - 1,8 % при зміні потужності навантаження в межах 0,3-1,0 від номінальної. В той же час, при зменшенні у 3-5 разів встановленої потужності СТК та потужності навантаження (наприклад, при роботі частини секцій батарей конденсаторів комбінованих СТК при зниженні потужності навантаження або роботі у ремонтних режимах мережі) можливе створення умов для виникнення паралельного резонансу струмів на частоті п'ятої гармоніки в ланцюгах, що утворюються ємнісною частиною СТК та індуктивністю лінії. Це призводить до зростання коефіцієнту спотворення синусоїдальності напруги К<sub>U</sub> в точці підключення СТК до значень, що значно перевищують нормативи діючих стандартів. Наприклад, як показали розрахунки, без використання ФКЛ для СТК з номінальними потужностями (+350/-100) Мвар, який підключено до мережі в точці з'єднання ЛЕП-330 кВ зі значенням натуральної потужності  $P_{\mu am} = 343$  MBт та навантаження з номінальною потужністю S<sub>nom</sub>=(343+*j*165) MBA, при значеннях відносних потужностей БК та навантаження у 0,2 від номінальних, значення К<sub>U</sub> в точці підключення дорівнює 17,8 %, що обумовлює обов'язкове використання ФКЛ. Для роботи СТК з встановленою потужністю, що менша за номінальну, визначено значення встановленої потужності ФКЛ, при якій забезпечується дотримання вимог стандартів щодо якості напруги.

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

*I.* Матур Р.М. Статические компенсаторы для регулирования реактивной мощности; под ред. Р. М. Матура; пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 160 с.

2. Дементьев Ю.А., Кочкин В.И., Мельников А.Г. Применение управляемых статических компенсирующих устройств в электрических сетях // Электричество. – 2003. – №9. – С. 2-10.

3. Гвоздев Д.Б., Дроздов А.В., Кочкин В.И., Крайнов С.В. Статические устройства управления режимами энергосистем // Электрические станции. – 2011. – №8. – С. 32-45.

4. Давидов О.Ю., Бялобржеський О.В. Аналіз засобів компенсації реактивної потужності в електротехнічних системах // Вісник КрДУ імені Михайла Остроградського. – Вип. 3/2010 (62). Частина 1. – 2010. – С. 132-136.

5. Жаркін А.Ф., Новський В.О., Пазєєв А.Г., Бойко П.С. Дослідження впливу роботи статичних тиристорних компенсаторів реактивної потужності на показники якості електричної енергії в електроенергетичній системі // Енергозбереження Енергетика Енергоаудит. Спец. вип. «Силова електроніка та енергоефективність». – 2014. – Т.1. – № 9(128).– С. 149-159.

#### REFERENCES.

*I.* Mathur, R.M. (1987), *Staticheskie kompensatoryi dlya regulirovaniya reaktivnoy moschnosti; pod red. R. M. Matura, per. s angl.* [Static compensators for reactive power control. Editor: R.M. Mathur, trans. from eng.]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 160 p. (Rus).

**2.** Dement'ev, Y.A., Kochkin, V.I., Melnikov, A.G. (2003), Application operated static compensating devices in electrical networks. *Elektrichestvo – Electricity*, no.9, pp. 2-10. (Rus).

3. Gvozdeff, D.B., Drozdov, A.V., Kochkin V.I., Krainov, S.V. Static control units by modes of power grids. *Elektricheskiye stantsii – Electric Station*, 2011, no.8, pp. 32-45. (Rus).

4. Davydov, O.Y., Byalobrzheskyy, O.V. Analysis of compensation of reactive power in electrical systems. *Visnik KrDU imeni Mikhayla Ostrograds'kogo – Transactions of Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskyi National University*, 2010, iss.3/2010 (62), part 1, pp. 132-136. (Ukr).

5. Zharkin A.F., Novskyi V.A., Pazyeyev A.G., Boyko P.S. Investigation of the impact of static thyristor compensators of reactive power on a quality of electrical energy in the power system. *Energy saving Power engineering Energy audit. Them. vyp. «Silova electronika i energoefectivnist»*, 2014, vol.1, no.9(128), pp. 149-159. (Ukr).

Надійшла (received) 30.06.2016

Жаркін Андрій Федорович<sup>1</sup>, чл.-кор. НАН України, Новський Володимир Олександрович<sup>1</sup>, д.т.н., Пазєєв Андрій Георгійович<sup>1</sup>, к.т.н., <sup>1</sup> Інститут електродинаміки Національної академії наук України, 03680, Київ-57, пр. Перемоги, 56, тел/phone +38 044 3662690, e-mail: novsky@ied.org.ua.

*A.F. Zharkin*<sup>1</sup>, *V.A. Novskyi*<sup>1</sup>, *A.G. Pazyeyev*<sup>1</sup> <sup>1</sup> Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 56, Peremohy Avenue, Kyiv, 03680, Ukraine.

Study of harmonic currents in connection point static thyristor compensator of reactive power to power system.

**Purpose.** Conduct a research of influencing of the work static thyristor compensators (STC) of reactive power on the quality of the voltage at the point of joining the three-phase power system, especially in terms of analyzing the harmonic composition of

currents to search recommendations as to the choice of filter compensating chains settings, providing a normalized indicator of quality of electric energy as coefficient of total harmonic distortion voltage (THD<sub>U</sub>). Methodology. Research conducted in simulation modeling package MikroCap9 using the developed simulation model of STC that is connected to a three-phase overhead transmission line on the side of the load. Results. We have developed a simulation model for the analysis of electromagnetic processes and definition of harmonic currents and voltages in static thyristor compensator power elements and three-phase power system elements at the point of its connection to the network. We showed that in normal operating mode when using STC type TCR with a powerful capacitive part (with a nominal capacity comparable with natural power line) even without the filters of higher harmonics value of  $THD_{U}$  at the point of connection are 0, 5% - 1.8% with load changes within 0,3-1,0 nominal capacity. At the same time, with a decrease installed capacity STC and load (eg when sectioning batteries and capacitors work of the sections, work in maintenance mode network) to 3-5 times possible to create conditions for the emergence of parallel resonance frequency currents on the fifth harmonics. The resonance circuit formed chains, which include static thyristor compensator capacitance and inductance of the line. This leads to growth of ratio of  $THD_U$  at point of connection to the values that significantly exceed the requirements of existing standards and makes mandatory use of filters - compensating chains. Practical value. As a result of simulation modeling the work STC with a nominal capacity of natural singing imposing power lines, modes of installed capacity that is less than the nominal identified the parameters of the filters, which provide compliance with standards for voltage quality. References 5, figures 9.

*Key words:* static thyristor compensators of reactive power, harmonic composition of current, quality of electrical energy, imitating modeling.

А.К. Жук, Д.А. Жук, Д.В. Криворучко

## ФИЛЬТРОКОМПЕНСИРУЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ РЕАКТОРНОГО КОМПЕНСАТОРА

Розглянуті напрямки удосконалення призначеного для автономної електроенергетичної системи (EEC) з напівпровідниковими перетворювачами (НП) керованого фільтрокомпенсуючого пристрою (КФКП), який містить резонансний LC-фільтр (РФ) і реакторний компенсатор (РК) з широтно-імпульсним регулюванням (ШІР). Встановлені умови узгодження частотних характеристик EEC зі спектрами гармонік, генерованих у мережу живлення як НП, так і РК. Доведені можливість і доцільність використання запропонованої удосконаленої структури КФКП, в якій основний РФ є також перешкодозахисним по відношенню до РК з ШІР. Теоретичні висновки підтверджені модельним експериментом. Бібл. 5, табл. 1, рис. 8.

Ключові слова: керований фільтрокомпенсуючий пристрій, реакторний компенсатор з широтно-імпульсним регулюванням, коефіцієнт несинусоїдальності, модельний експеримент.

Рассмотрены направления усовершенствования предназначенного для автономной электроэнергетической системы (ЭЭС) с полупроводниковыми преобразователями (ПП) управляемого фильтрокомпенсирующего устройства (УФКУ), содержащего резонансный LC-фильтр (РФ) и реакторный компенсатор (РК) с широтно-импульсным регулированием (ШИР). Установлены условия согласования частотных характеристик ЭЭС со спектрами гармоник, генерируемых в питающую сеть как ПП, так и РК. Доказаны возможность и целесообразность применения предложенной усовершенствованной структуры УКФУ, в которой основной РФ является также помехозащитным по отношению к РК с ШИР. Теоретические выводы подтверждены модельным экспериментом. Библ. 5, табл. 1, рис. 8.

Ключевые слова: управляемое фильтрокомпенсирующее устройство, реакторный компенсатор с широтноимпульсным регулированием, коэффициент несинусоидальности, модельный эксперимент.

Введение. Проблема обеспечения качества электроэнергии (КЭ) и электромагнитной совместимости (ЭМС) в автономных электроэнергетических системах (ЭЭС) современных морских судов и платформ является весьма актуальной в связи с применением на них мощных полупроводниковых преобразователей (ПП) в составе гребных электроустановок, подруливающих устройств, различных технологических электроприводов. Снижение КЭ в таких ЭЭС обусловлено двумя причинами: наличием высших гармоник в составе потребляемого тока и фазовым сдвигом основной гармоники этого тока относительно напряжения сети.

Разработка эффективных системных управляемых фильтрокомпенсирующих устройств (УФКУ) для автономных (судовых) ЭЭС с ПП связана с выполнением специфических, зачастую противоречивых требований: точность компенсации реактивной мощности в статике и динамике, высокое быстродействие, эффективное снижение высших гармоник в широком диапазоне частот для ограничения коэффициентов несинусоидальности напряжения сети  $K_{US}$  и потребляемого тока  $K_{IS}$ , минимальное количество настраиваемых цепей.

Задача осложняется тем, что современные активные или гибридные УФКУ сами являются источниками высших гармоник, ввиду наличия в их составе полупроводниковых ключей [1-3].

Цель работы – обеспечение КЭ и условий ЭМС путем усовершенствования структуры и принципов управления УФКУ, использования быстродействующего реакторного компенсатора (РК), а также согласования частотных характеристик ЭЭС со спектрами гармоник, генерируемых, как ПП, так и РК.

### Задачи исследования.

1. Разработка принципов построения усовершенствованных структур силовой части и обоснование способов управления быстродействующих УФКУ. 2. Анализ частотных характеристик эквивалентных сопротивлений ЭЭС и коэффициентов снижения гармоник тока, генерируемых ПП и РК, при различных вариантах УФКУ. Определение условий исключения резонансного повышения гармоник.

3. Проверка результатов анализа и практических рекомендаций посредством модельного эксперимента.

Обобщенная схема автономной ЭЭС с ПП и УФКУ показана на рис. 1,а. Генератор (питающая сеть) представлен синусоидальной ЭДС е<sub>S</sub> с амплитудой  $E_m$  и сопротивлением короткого замыкания  $X_S$ , трансформатор или входной реактор ПП - сопротивлением Хл. В состав УФКУ входит резонансный последовательный LC-фильтр (РФ), состоящий из сопротивлений Х<sub>L0</sub>, Х<sub>C0</sub> и реакторный компенсатор, условно показанный регулируемым эквивалентным сопротивлением на основной гармонике Х<sub>РКЭ</sub>. Порядок частоты настройки РФ соответствует нулю частотной характеристики системы и выбирается из условия  $v_{P\Phi 0} = \omega_{P\Phi 0} / \omega = \sqrt{X_{C0} / X_{L0}} = p - 1$ , где  $\omega_{P\Phi 0}$  – резонансная частота фильтра,  $\omega$  – частота сети, p – пульсность ПП. Снижая высшие гармоники, РФ одновременно является генератором реактивной мощности на основной гармонике  $Q_{P\Phi} = 3U_{\Phi}^2/(X_{C0} - X_{P0})$ , где *U*<sub>Ф</sub> – действующее значение фазного напряжения сети  $(U_{\Phi} \approx E_m / \sqrt{2}).$ 

РК потребляет реактивную мощность  $Q_{PK} = 3U_{\phi}^2/X_{PK3}$ . Широкое использование получила схема РК с фазовым регулированием на основе встречно-параллельно включенных однооперационных тиристоров (УФКУ1 на рис. 1, $\delta$ ) [4]. Основными недостатками этой схемы являются генерация низкочастотных гармоник в питающую сеть, а также существенное время задержки регулирования, составляющее половину периода сети  $T/2 = \pi/\omega$ .

<sup>©</sup> А.К. Жук, Д.А. Жук, Д.В. Криворучко

Указанных недостатков лишен быстродействующий реакторный компенсатор с широтноимпульсным регулированием (ШИР) на высокой частоте (рис. 1,e,c).



Рис. 1 Структура автономной ЭЭС с ПП и УФКУ: *a* – обобщенная схема; *б* – УФКУ1 – с фазовым регулированием РК; *в* – УФКУ2 – с широтно-импульсным регулированием РК и собственным помехозащитным фильтром; *г* – УФКУ3 – с широтно-импульсным регулированием РК и использованием РФ как помехозащитного

Основные структуры трехфазного реакторного компенсатора с полупроводниковым широтноимпульсным регулятором на основе ключей переменного тока показаны на рис. 2, а, б. Благодаря свойству связности трехфазных цепей без нейтрального провода в этих схемах достигается упрощение по сравнению с прямым объединением однофазных регуляторов. Например, в схемах на рис. 2,а,б использованы соответственно четыре и пять ключей вместо шести. Полупроводниковые ключи переменного тока, выполненные на базе транзисторов и диодов представлены на рис. 2,6,г. Вместо транзисторов могут быть использованы двухоперационные тиристоры. Вариант ключа на рис. 2, в предпочтительнее, так как содержит меньшее количество управляемых элементов.

Ключи S1 и S2, периодически коммутируемые одновременно, подключают реактор  $X_{LK}$  к трехфазному напряжению в течение временного интервала  $t_1$ . Ключи S3, S4, и S5 включаются только при отключении S1 и S2 и служат для закорачивания фаз реактора на время  $t_2$ . Таким образом, период коммутации ШИР  $T_K = t_1 + t_2$ . Управление индуктивностью РК осуществляется за счет изменения относительного времени проводящего состояния ключей S1, S2 (скважности)  $\gamma = (t_1 + t_2)/T_K$ . При работе широтно-импульсного регулятора происходит периодическое чередование режимов подключения реактора на трехфазное напряжение и режимов его трехфазного к.з. Изменяемое эквивалентное сопротивление фазы РК

$$X_{PK\mathcal{P}} = X_{LK} / \gamma^2$$

В отличие от рис. 2,*а* в схеме на рис. 2,*б* вместо закорачивания фаз реактора тремя параллельными ключами применено междуфазное закорачивание двумя ключами S3 и S4.

В схеме на рис. 2,6 вместо двух ключей переменного тока S3 и S4 может быть использован короткозамыкатель с одним ключом постоянного тока, показанный на рис. 2,0.



Рис. 2. Трехфазный РК с полупроводниковым ШИР: *а*, *б* – основные структуры РК, *в*, *г* – полупроводниковые ключи переменного тока, *д* – короткозамыкатель на одном полупроводниковом ключе постоянного тока

На рис. 3 представлена модифицированная схема трехфазного РК с ШИР. Здесь последовательные ключи выполнены на встречно-параллельно включенных транзисторах и диодах. Формы токов и напряжений в фазах регуляторов, выполненных по схемам рис. 2,*a*,*б* и рис. 3 одинаковы и представлены на рис. 4.

Чтобы фазные токи и напряжения системы с РК и ШИР не содержали постоянных составляющих, необходимо обеспечить частоту коммутации  $f_K = 1/T_K = n_K \omega/2\pi$ , где  $n_K = 6k$ , k = 1,2,3... При этом условии в установившихся режимах кривые напряжений и токов будут периодическими, а их спектры имеют дискретный характер. Для современных силовых модулей на базе IGBT ключей частота коммутации может достигать 20 кГц.



Рис. 3. Модифицированная схема трехфазного РК с ШИР



Рис. 4. Временные диаграммы фазных напряжений и токов РК с ШИР: a – напряжение на реакторе  $u_{LK}$ ;  $\delta$  – ток реактора  $i_{LK}$ ; e – ток ветви последовательного ключа  $i_{KK}$  и входной ток фазы РК  $i_{PK}$ 

Каждая ветвь РК с последовательным ключом по отношению к внешней цепи является источником импульсного квазисинусоидального тока  $i_{KK}$ . Высшие гармоники этого тока (помехи) имеют порядки  $v = kn_{\kappa} \pm 1$ , где k = 1,2,3... Действующие значения этих гармоник

$$I_{KK(\nu)} = \frac{2\sqrt{2\gamma}U_{\Phi}}{X_{LK}} \frac{\sin\nu\pi\gamma}{\nu\pi} \,. \tag{1}$$

Для защиты питающей сети от ВЧ помех, создаваемых ШИР, возможно включение на входе РК Гобразного помехозащитного фильтра низких частот (ФНЧ), образованного элементами  $X_{L\phi}$ ,  $X_{C\phi}$  (рис. 1, $\epsilon$ ). Рекомендуется выбирать  $X_{L\phi} \ll X_{LK}$  (например  $X_{L\phi} = 0.05 X_{LK}$ ). Величина  $X_{C\phi}$  выбирается из условия обеспечения необходимого коэффициента фильтрации, показывающего во сколько раз амплитуда остаточной помехи в составе фазного тока компенсатора  $i_{PK}$  на частоте коммутации меньше исходной в составе тока  $i_{PK}$ .

Коэффициент фильтрации

$$K_{\Phi} \approx (2\pi f_K)^2 / \omega_{\Pi \Phi 0}^2, \qquad (2)$$

где  $\omega_{\Pi \Phi 0} = \sqrt{1/(L_{\Phi}C_{\Phi})}$  – собственная резонансная частота помехозащитного фильтра. Следовательно,

$$X_{C\phi} < n_K^2 X_{L\phi} \,. \tag{3}$$

Из (2) следует, что, например, при  $K_{\phi} = 100$ ,

 $\omega_{\Pi \Phi 0} \approx 0.1 \omega_K = 0.1 (2\pi f_K).$ 

При выборе достаточно высокой частоты коммутации ( $f_K \approx 20 \,\mathrm{k\Gamma u}$ ), в отличие от силового резонансного фильтра, входящего в состав ФКУ, помехозащитный фильтр РК является «легким» [4].

Благодаря наличию помехозащитного фильтра входной ток РК *i*<sub>PK</sub> имеет практически синусоидальную форму. Его действующее значение

$$I_{PK} = I_{KK(1)} = \gamma^2 U_{\Phi} / X_{LK}$$
 (4)

Реактивная мощность, потребляемая РК,

$$Q_{PK} = 3U_{\Phi}I_{PK} = 3\gamma^{2}U_{\Phi}^{2}/X_{LK} .$$
 (5)

Параметры РФ выбираются, исходя из двух условий: ограничения несинусоидальности напряжения сети и компенсации реактивной мощности ПП. Условием полной компенсации реактивной мощности для любого режима системы ПП-УФКУ является соотношение

$$Q_{P\Phi} - Q_{PK} - Q_{\Pi\Pi} = 0.$$
 (6)

Здесь и далее будем считать, что в качестве ПП рассматривается тиристорный преобразователь (ТП).

Реактивная мощность, потребляемая ПП,

$$Q_{\Pi\Pi} \approx I_d \sqrt{U_{d0}^2 - U_d^2} , \qquad (7)$$

где  $U_{d0}$  – максимальное выпрямленное напряжение соответствующее углу управления  $\alpha = 0^{\circ}$ ;  $U_d$ ,  $I_d$  – текущие значения выпрямленного напряжения и тока.

Если во всем диапазоне регулирования ПП выпрямленный ток равен номинальному ( $I_d = I_{dH}$ ), то  $Q_{\Pi}$  принимает максимальное значение при минимальном значении  $U_d = U_{dmin}$  соответствующем максимальному углу управления  $\alpha_{max}$ .

$$Q_{\Pi\Pi\max} \approx I_{dH} \sqrt{U_{d0}^2 - U_{d\min}^2} .$$
 (8)

В этом случае необходимые реактивные мощности РФ и РК определяются из соотношения

$$Q_{P\Phi\max} = Q_{PK\max} = Q_{\Pi\Pi\max} .$$
 (9)

При найденных из (9) параметрах УФКУ в соответствии с [5] необходимо определить значение коэффициента несинусоидальности напряжения системы  $K_{US}$ . Может оказаться, что условие (9), необходимое для компенсации реактивной мощности, будет недостаточным для ограничения  $K_{US}$ , т.е. для компенсации мощности искажения. В этом случае, на следующем этапе расчета в качестве исходных принимаются значения

$$Q'_{P\Phi\max} = Q'_{PK\max} = Q_{\Pi\Pi\max} + \Delta Q , \qquad (10)$$

где  $\Delta Q$  – шаг итерации.

Окончательно выбранные значения параметров РФ и РК должны обеспечивать ограничение коэффициента несинусоидальности напряжения системы в наиболее напряженном режиме на допустим уровне, т.е. должно выполняться условие

$$K_{USmax} \le K_{US\partial on} \,. \tag{11}$$

Для выработки рекомендаций по схемному решению УФКУ в составе автономных ЭЭС с ПП необходимо рассмотреть частотные характеристики сопротивлений системы.

Исходя из принципа наложения, целесообразно выполнить анализ отдельных схем замещения системы с УФКУ2 для высших гармоник, приведенных ко входам ПП и РК, которые показаны как источники высших гармоник токов  $I_{IN}$  и  $I_{Kv}$  (рис. 5,*a*,*в*). Частотные характеристики соответствующих эквивалентных реактивных сопротивлений определяются из выражений

$$X_{\Im\Pi\nu} = ((\nu X_{\rm S})^{-1} + (\nu X_{\rm L0} - \nu X_{\rm C0}/\nu)^{-1} + (\nu X_{\rm L\Phi} + ((\nu X_{\rm PK\Im})^{-1} - \nu/X_{\rm C\Phi})^{-1})^{-1})^{-1}, \quad (12)$$

$$X_{\mathcal{H}V} = ((((vX_{S})^{-1} + (vX_{L0} - vX_{C0}/v)^{-1})^{-1} + vX_{L\Phi})^{-1} - v/X_{C\Phi})^{-1}.$$
 (13)

Частотные характеристики имеют нули и полюсы, соответствующие режимам резонансов напряжений и токов. Представляет интерес определение порядков частот полюсов, на которых возможно нежелательное резонансное повышение высших гармоник, генерируемых источниками.

Анализ показывает, что порядки частот двух полюсов  $\mu_1$  и  $\mu_2$ , которые имеет каждая из характеристик  $X_{\mathcal{HV}}$  и  $X_{\mathcal{HV}}$  оказываются одинаковыми и слабо зависят от величины эквивалентного сопротивления РК. При  $X_{PK\mathcal{H}} = \infty$  они определяются как положительные вещественные корни биквадратного уравнения

где

$$Av^4 + Bv^2 + C = 0, (14)$$

$$\begin{split} A &= X_{L0}X_{L\Phi} + X_SX_{L\Phi} + X_SX_{L0} \,, \\ B &= X_{L0}X_{C\Phi} + X_{C0}X_{L\Phi} + X_SX_{C\Phi} + X_SX_{C0} \,, \end{split}$$

 $C = X_{C0} X_{C\Phi} \,.$ 

$$\mu_1 = \left( \left( B - \left( B^2 - 4AC \right)^{1/2} / 2A \right)^{1/2}, \qquad (15)$$

$$\mu_2 = \left( \left( B + \left( B^2 - 4AC \right)^{1/2} / 2A \right)^{1/2} \right).$$
(16)

$$\mu_1 < \nu_{P\Phi0}; \ \nu_{P\Phi0} < \mu_2 < \nu_{\Pi\Phi0}, \tag{17}$$

где  $v_{\Pi \Phi 0} = \omega_{\Pi \Phi 0} / \omega$ .



Рис. 5. Эквивалентные схемы замещения системы СГ-ПП-УФКУ, приведенные соответственно ко входам ПП и РК: *a*, *в* – для системы с УФКУ2; *б*, *г* – для системы с УФКУ3

Наименьшие порядки высших гармоник, генерируемых ПП и РК соответственно равны

$$v_{\Pi \min} = p - 1 \,\,\mathrm{i} \,\, v_{K \min} = n_{\kappa} - 1 \,. \tag{18}$$

Для исключения резонансного повышения гармоник в системе должно выполняться следующее условие согласования частотных характеристик эквивалентных сопротивлений со спектрами гармоник ПП и РК:

$$(\mu_1 \& \mu_2) < (\nu_{\Pi \min} \& \nu_{K \min}).$$
 (19)

Нетрудно убедиться, что для системы с УФКУ2 (рис. 1,e) это условие практически всегда не соблюдается по отношению к гармоникам ПП. Например, при p = 6 и  $n_K = 396$  ( $f_K = 19800$  Гц) в соответствии с (16)  $v_{\Pi \min} = 5$  и  $v_{K \min} = 395$ . Порядки частот настройки РФ и ПФ в соответствии с изложенным выше составляют  $v_{P\Phi0} = 5$ ,  $v_{\Pi \Phi 0} \leq 0, 1 v_{K \min} = 39$ .

При этом согласно (17)  $\mu_1 < 5$ , а  $5 < \mu_2 < 39$ . Таким образом, использование отдельного «легкого» помехозащитного фильтра для РК создает дополнительный полюс частотной характеристики системы порядок которого  $\mu_2 > v_{IImin}$ . Поэтому в схеме

УФКУ2, представленной на рис. 1, в и обеспечивающей эффективное снижение высокочастотных гармоник, создаваемых РК, возникают условия для резонансного повышения сравнительно низкочастотных гармоник, генерируемых ПП. Указанный недостаток можно устранить, используя усовершенствованную схему УФКУЗ (рис. 1,г), в которой РК подключен непосредственно к РФ в точку соединения X<sub>L0</sub> и X<sub>C0</sub>. При таком схемном решении РФ с порядком частоты настройки  $v_{P\Phi 0} = v_{\Pi \min}$  одновременно выполняет две функции: силового резонансного системного фильтра по отношению к ПП и Г-образного ФНЧ по отношению к РК. Таким образом, исключается дополнительный второй полюс частотных характеристик сопротивления системы и резонансное повышение гармоник, а также достигается упрощение УФКУ. Частотные характеристики эквивалентных реактивных сопротивлений системы с усовершенствованным УФКУЗ относительно ПП и РК определяются в соответствии со схемами замещения (рис. 5,б,г) из выражений

$$X_{\mathcal{H}\mathcal{V}} = ((\nu X_S)^{-1} + (\nu X_{L0} - ((\nu X_{PK\mathcal{P}})^{-1} - (\nu X_{C0})^{-1})^{-1})^{-1}, \quad (20)$$

$$X_{\mathcal{H}_{V}} = \left(\left(\nu(X_{S} + X_{L0})\right)^{-1} - \nu/X_{C0}\right)^{-1}.$$
 (21)

Дополнительный анализ показывает, что при переходе от УФКУ2 к УФКУ3 и неизменных параметрах РФ, исходя из условия полной компенсации реактивной мощности, величина  $X_{LK}$  должна быть уменьшена в ( $v_{P\Phi0}^2/(v_{P\Phi0}^2 - I)$  раз (на 4 %). При этом порядок частоты нуля характеристики сопротивления системы увеличивается по сравнению с  $v_{P\Phi0}$  в  $\sqrt{1+1/v_{P\Phi0}^2}$  раз (на 2 %), что практически не влияет на эффективность снижения высших гармоник. Поэтому, изложенный выше метод определения основных параметров УФКУ2 применим и для УФКУ3.

Используя полученные выражения частотных характеристик  $X_{\Im I V}$ ,  $X_{\Im K v}$  – (12), (13) и (20), (21), можно определить частотные зависимости коэффициентов снижения гармоник токов ПП и РК для систем с исследуемыми ФКУ:

$$K_{I\Pi V} = I_{\Pi V} / I_{SV} = | v X_S / X_{\Im \Pi V} |, \qquad (22)$$

$$K_{IK\nu} = I_{K\nu} / I_{S\nu} = |\nu X_{\rm S} / X_{\Im K\nu}|.$$
(23)

Сравнительный анализ частотных характеристик и гармонических искажений напряжений, и токов автономной ЭЭС с ПП выполнялся по результатам соответствующих аналитических расчетов и моделирования для различных вариантов УФКУ. В качестве исходных приняты следующие схемные и режимные параметры  $U_{\phi} = 220$  В,  $X_S = 0.02$  Ом,  $X_{\Pi} = 0.01$  Ом, p = 6,  $\alpha_1 = 30^\circ$ ,  $\alpha_2 = 60^\circ$ ,  $I_{dHOM} = 1400$  A = const

при  $\alpha = 0..90^{\circ}$ .

Расчетные параметры УФКУ с ШИР определены в соответствии с приведенной выше методикой.  $X_{C0} = 0,227 \text{ Om}, X_{P0} = 9,07 \cdot 10^{-3} \text{ Om}, X_{LK} = 0,218$ Ом,  $f_K = 19800 \text{ Гц}, X_{C\Phi} = 15,7 \text{ Om}, X_{L\Phi} = 0,011 \text{ Om}.$ 

Расчетные частотные характеристики эквивалентных реактивных сопротивлений для систем с УФКУ2 и УФКУ3 представлены на рис. 6,*a*,*б* и рис. 6,*в*,*г* соответственно.



Рис. 6. Частотные характеристики эквивалентных реактивных сопротивлений системы X<sub>ЭЛV</sub> и X<sub>ЭKV</sub>: *а*, *б* – для системы с УФКУ2; *в*, *г* – для системы с УФКУ3

Графики частотных зависимостей коэффициентов снижения гармоник токов ПП приведены на рис. 7. Показаны граничные положения характеристик (кривые 1, 2), соответствующие значениям  $X_{PK\Im 1} = X_{LK}$  и  $X_{PK\Im 2} = \infty$ . Для системы с УФКУ2 характеристика  $X_{\Im\Pi\nu}$  имеет 2 полюса:  $\mu_1 = 2,8$  и  $30,65 \le \mu_2 \le 31,75$ , а коэффициент снижения гармоник  $K_{IIIv} < 1$  в диапазоне 27,9< v < 33,3. Следовательно, при использовании УФКУ2 возможно резонансное повышение гармоник 29 и 31 порядков, генерируемых ПП. В системе с УФКУ3 единственный полюс характеристики  $X_{3IIv}$   $\mu_1 \approx 2,8$  находится левее  $v_{IImin} = 5$ . Поэтому для этого варианта резонансное повышение гармоник невозможно.



Рис. 7. Частотные характеристики коэффициентов снижения гармоник токов *К*<sub>III</sub>, *а* – для УФКУ2; *б* – для УФКУ3

Из рис. 7,6 следует, что при v = 5  $K_{IIIv} \rightarrow \infty$ , а в диапазоне  $5 < v < \infty$   $K_{IIIv} \ge 3,33$ , т.е. УФКУЗ, полностью устраняя 5-ю гармонику, обеспечивает эффективное снижение всех остальных высших гармоник, генерируемых ПП. Расчет  $K_{IKv}$  по (23) показывает, что УФКУЗ также обеспечивает снижение высокочастотных гармоник, генерируемых РК, более чем в 20000 раз.

Для сравнения эффективности УФКУ сводные результаты моделирования указанных вариантов и режимов в пакете MATLAB (Simulink) представлены значениями коэффициентов несинусоидальности напряжения и тока генератора (сети) в табл. 1, а также соответствующими временными графиками и спектрами на рис. 8. Модельный эксперимент соответствует результатам теоретического анализа.





Таблица 1

	Без ФКУ		УФКУ1		УФКУ2		УФКУЗ	
утол управления тт	$K_{US}$ , %	$K_{IS}, \%$						
$\alpha_1 = 30^{\circ}$	17,84	24,32	6,29	4,99	27,74	11,39	5,97	4,79
$\alpha_2 = 60^{\circ}$	23,47	26,55	8,96	9,95	34,28	24,06	8,61	9,54

### Коэффициенты несинусоидальности напряжения $K_{US}$ и тока $K_{IS}$ генератора в автономной ЭЭС с ПП

### Выводы.

1. Использование всех рассмотренных вариантов УФКУ обеспечивает практически полную компенсацию реактивной мощности, то есть устранение фазового сдвига основных гармоник напряжения сети и потребляемого тока ( $\cos \varphi_{(1)}=1$ ).

2. Использование УФКУ1 и УФКУ3 обеспечивает существенное снижение коэффициентов несинусоидальности напряжения генератора (сети) по сравнению с вариантом без компенсации (соответственно в 2,84 и 2,98 раз). Однако, УФКУ3 имеет несомненное преимущество – уменьшение времени задержки регулирования в 200 раз.

3. Применение в составе УФКУ2 РК с ШИР и отдельным помехозащитным фильтром приводит к значительному увеличению коэффициентов несинусоидальности напряжения (в 1,55 раза) по сравнению со случаем без компенсации за счет резонансного повышения гармоники 31-го порядка. Указанное явление объясняется тем, что отдельный помехозащитный фильтр низких частот, эффективно снижая гармоники, генерируемые ШИР РК, одновременно обусловливает возникновение полюса частотной характеристики сопротивления системы на частоте 31-го порядка, то есть режима резонанса соответствующих гармоник тока, генерируемых ПП. Таким образом, применение схемного варианта УФКУ2 нецелесообразно.

4. Результаты моделирования подтверждают справедливость полученных условий согласования частотных характеристик системы со спектрами гармоник ПП и РК, в соответствии с которыми наиболее эффективным является вариант усовершенствованного УФКУЗ, в котором РК с ШИР подключается к точке соединения реактора и конденсатора РФ. В этом случае отпадает необходимость использования отдельного помехозащитного фильтра, поскольку ветвь с сопротивлениями X<sub>L0</sub> и X<sub>C0</sub> одновременно выполняет функции как резонансного фильтра гармоник, генерируемых ПП так и Гобразного фильтра низких частот для гармоник, генерируемых РК с ШИР

Эта схема, будучи примерно одинаковой по сложности конфигурации с УФКУ1 (с фазовым регулированием РК), на 4 % превосходит последнюю по эффективности снижения несинусоидальности напряжения и тока СГ (компенсации мощности искажения).

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

**1.** Сокол Е.И., Жемеров Г.Г., Тугай Д.В. Силовая электроника и концепция развития энергетики «smart grid» // Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит. – 2013. – №8 (114), Т.1, Специальный выпуск. С. 7-16.

2. Жаркін А.Ф., Новський В.О., Малахатка Д.О. Гібридні фільтрокомпенсуючі перетворювачі для трифазних систем з нелінійними та змінними навантаженнями // Технічна електродинаміка. – 2015. – № 4. – С. 48-52.

3. Михальський В.М., Соболєв В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А.. Стратегія мінімізації небажаних складових миттєвої потужності із застосуванням різних топологій паралельних активних фільтрів // Техн. електродинаміка. – 2014. – №1 – С. 41-50.

4. Dixon J., Moran L., Rodriguez J., Domke R.. Reactive power compensation technologies: State-of-the-Art review. Proceedings of the IEEE. – 2005 (Dec.). – vol. 93, no 12. – pp. 2144-2164. doi: 10.1109/jproc.2005.859937.

5. Жук А.К. Анализ влияния сетевых фильтров на несинусоидальность напряжения в автономных электроэнергетических системах с тиристорными преобразователями // Техн. електродинаміка. Темат. вип. Силова електроніка та енергоефективність. – 2004. – Ч. 2 – С. 93-98.

### REFERENCES

1. Sokol E.I, Zhemerov G.G., Tugay D.V. Power electronics and energy development concept «Smart Grid». *Special issue*. *Energy saving. Power Engineering. Energy Audit*, 2013, vol.1, no.8(114), pp. 7-16. (Rus).

**2.** Zharkin A.F., Novskiy D.O., Malakhatka D.O. Hybrid filtercompensating converters for the three-phase systems with nonlinear and variable loads. *Technical electrodynamics*, 2015, no.4, pp. 48-52. (Ukr).

3. Mikhal'skiy V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Shapoval I.A. The minimization strategy of undesirable instantaneous power components with different topologies of shunt active filter. *Technical electrodynamics*, 2014, no.1, pp.41-50. (Ukr).

4. Dixon J., Moran L., Rodriguez J., Domke R. Reactive power compensation technologies: State-of-the-Art review. *Proceedings of the IEEE*, 2005 (Dec.), vol.93, no 12, pp. 2144-2164. doi: 10.1109/jproc.2005.859937.

5. Zhuk A.K. Investigation of network filters influence on total harmonic distortion in autonomous electric power systems with thyristor converters. *Special issue. Power electronics and power efficiency*, 2004, Part 2, pp. 93-98. (Rus).

*Жук Александр Кириллович*<sup>1</sup>, к.т.н., доц.,

*Жук Дмитрий Александрович*<sup>1</sup>, к.т.н., доц.,

Криворучко Дмитрий Викторович<sup>1</sup>, аспирант,

<sup>1</sup> Национальный университет кораблестроения

им. адм. Макарова,

54025, Николаев, пр. Героев Украины, 9, тел/phone +38 051 2709100, e-mail: vicedirector2012@gmail.com

A.K. Zhuk<sup>1</sup>, D.A. Zhuk<sup>1</sup>, D.V. Kryvoruchko<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Admiral Makarov National University of Shipbuilding, 9, Heroyiv Stalingrada Avenue, Mykolaiv, 54025, Ukraine. Adjustable power line conditioner with PWM-controlled reactive compensator.

**Purpose.** The certain embodiments of adjustable power line conditioners (APLC), comprised in autonomous electric power

systems (EPS) with powerful semiconductor converters, was considered in this article. The basic equations for the calculation of main parameters and characteristics of APLC were presented. The comparative analysis of the embodiments of APLC was performed based on the results of computer simulation and has shown their impact on the inactive components of the total power and non-sinusoidal characteristics of voltage and current consumed by autonomous EPS. The most effective scheme of APLC is proposed, which consists of an unregulated resonant filter and controllable reactor compensator with PWM control. Methodology. At mathematical modelling are considered functional, mass, dimensional and cost indexes of reducers and transformers that allows observing engineering and economic aspects of speed-controlled induction electric drives. The mathematical models used for examination of the transitive electromagnetic and electromechanical processes, are grounded on systems of nonlinear differential equations with nonlinear coefficients (parameters of equivalent circuits of motors), varying in each operating point, including owing to appearances of saturation of magnetic system and current displacement in a winding of a rotor of an induction motor. For the purpose of raise of level of adequacy of models a magnetic circuit iron, additional and mechanical losses are considered. Results. Modelling of the

several speed-controlled induction electric drives, different by components, but working on a loading equal on character, magnitude and a demanded control range is executed. At use of characteristic families including mechanical, at various parameters of regulating on which performances of the load mechanism are superimposed, the adjusting characteristics representing dependences of a modification of electrical, energy and thermal magnitudes from an angular speed of motors are gained. Originality. The offered complex models of speedcontrolled induction electric drives with matching reducers and transformers, give the chance to realize well-founded sampling of components of drives. They also can be used as the design models by working out of speed-controlled induction motors. Practical value. Operating characteristics of various speedcontrolled induction electric drives are observed and depending on the chosen measure including measure of cost of losses of active energy, sampling of the best alternative of the drive is realized. References 5, tables 1, figures 8.

*Key words:* adjustable power line conditioner (APLC), inactive components of the total power, higher harmonics, power quality, voltage and current non-sinusoidal factors, pulse-width modulation.

Д.Г. Колиушко, В.О. Котляров

## О ПРИМЕНЕНИИ МОБИЛЬНЫХ РОБОТОВ ПРИ ДИАГНОСТИКЕ ЗАЗЕМЛЯЮЩИХ УСТРОЙСТВ ОБЪЕКТОВ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКИ

Проаналізовано експериментальний етап електромагнітної діагностики стану заземлювальних пристроїв. Запропоновано спосіб автоматизації досліджень шляхом включення автономних мобільних роботів до комплексу діагностичного обладнання, що дозволяє знизити негативний вплив людського фактору при визначенні конструктивного виконання заземлювального пристрою. Бібл. 13, рис. 2.

*Ключові слова:* заземлювальний пристрій, електромагнітна діагностика, контроль стану, комплекс обладнання, структура мобільного робота.

Проанализирован экспериментальный этап электромагнитной диагностики состояния заземляющих устройств. Предложен способ автоматизации исследований путем включения автономных мобильных роботов в комплекс диагностического оборудования, который позволяет снизить негативное влияние человеческого фактора при определении конструктивного исполнения заземляющего устройства. Библ. 13, рис. 2.

Ключевые слова: заземляющее устройство, электромагнитная диагностика, контроль состояния, комплекс оборудования, структура мобильного робота.

Введение. Заземляющее устройство (ЗУ) является одним из основных элементов электроустановок и играет исключительно важную роль в нормальном функционировании оборудования энергообъекта и обеспечении безопасности обслуживающего персонала. В настоящее время насчитывается 10 функций, которые выполняет ЗУ [1]. Его исправность контролируется нормируемыми параметрами [2], такими как конструктивное исполнение, сопротивление, напряжение прикосновения, потенциал на ЗУ.

Наиболее сложным по конструктивному исполнению является ЗУ подстанций напряжением 110 кВ и выше сети с глухозаземленной нейтралью. К этим же ЗУ предъявляются максимально жесткие требования. В Украине более 90 % подстанций указанного класса напряжения были введены в эксплуатацию 30 и более лет назад. Информация о конструктивном исполнении либо утеряна, либо недостоверна, так как ЗУ претерпевает существенные изменения под воздействием ряда факторов, среди которых: отступления от проекта на стадии монтажа ЗУ; замена оборудования или расширение объекта; коррозия ЗУ.

Для контроля состояния ЗУ выполняется, как правило, только измерение сопротивления ЗУ, однако эта характеристика является интегральной, учитывающей как искусственные, так и естественные заземлители. Его значение не дает представления о других параметрах, так как даже в том случае, когда оно находится в пределах нормы, напряжение прикосновения может быть выше допустимого, а сетка из горизонтальных заземлителей иметь существенные недостатки, что при возникновении аварийной ситуации повлечет за собой выход из строя дорогостоящего оборудования, отключение потребителей или электротравматизм. Только определение всех перечисленных параметров дает возможность достоверно судить об исправности ЗУ и его возможности выполнять все функции в полном объеме.

Для решения этой задачи специалистами НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ» были разработаны комплекс оборудования [3] и методика электромагнитной диагностики состояния ЗУ [4], которая без вскрытия грунта и отключения оборудования позволяет определять все нормируемые параметры. В 2009 г. этот документ был полностью переработан, дополнен и издан как СОУ 31.2-21677681-19:2009 [5]. По данной методике было выполнено обследование более 1000 энергообъектов Украины классом напряжения 35-750 кВ. При этом установлено, что ни одно ЗУ подстанции не соответствует в плане конструктивного исполнения требованиям нормативных документов.

Постановка задачи. Одной из важнейших частей методики электромагнитной диагностики является экспериментальное определение конструктивного исполнения ЗУ. От правильности нахождения месторасположения заземляющей сетки зависит точность определения остальных параметров как на экспериментальном, так и на расчетном этапах. Для определения расположения элементов ЗУ, связей этих элементов с оборудованием энергообъекта, а также растекания тока с элементов объекта в нормальных и аварийных режимах работы используется индукционный метод [6]. В ЗУ инжектируется переменный ток частоты, отличной от промышленной, и по значению напряженности магнитного поля, создаваемого этим током в проводниках, определяется расположение продольных и поперечных заземлителей. Кроме того, можно находить глубину залегания горизонтальных заземлителей на основании закона полного тока. Пример полученного плана размещения ЗУ одной из подстанций приведен на рис. 1.

Указанная методика диагностики ЗУ хорошо проработана и ее использование дает достоверный результат, однако определение конструктивного исполнения заземляющей сетки – трудоемкая операция, требующая больших затрат физических сил и достаточной квалификации персонала, выполняющего исследования. В ходе диагностики требуется принимать решения о порядке выполнения тех или иных операций, и поэтому на качество измерений существенно влияет человеческий фактор. Можно перечислить некоторые процедуры, на которые этот фактор оказывает непосредственное влияние:

 при составлении плана объекта используется локальная привязка на местности, и измерения расстояний производятся рулеткой или лазерным дальномером. Из-за типичности строительных конструкций оператор может ошибаться при ориентировании, определяя координаты оборудования с существенной погрешностью;

• изменение показаний регистратора при прохождении над трассой прокладки заземлителя может означать как изменение глубины, так и разветвление заземлителя или наличие вертикального элемента. В таких случаях оператору необходимо на основании накопленного опыта принять то или иное решение. Неучет второстепенных признаков (измерение глубины до и после изменения сигнала, поиск ответвлений и т.д.) может привести к ошибочному определению конструкции исследуемого ЗУ.



Рис. 1. План размещения ЗУ

Существенное влияние на длительность процесса исследования оказывают погодные условия, так как диагностика проводится на открытом воздухе и может потребовать значительных временных затрат.

Снизить негативное влияние перечисленных факторов на результаты электромагнитной диагностики состояния ЗУ позволяет автоматизация исследований путем включения автономных мобильных роботов в комплекс оборудования для диагностики. Такой робот способен в автоматическом или полуавтоматическом режиме под управлением оператора провести исследование, самостоятельно планируя траекторию своего перемещения по территории энергообъекта и принимая другие решения, влияющие на качество получаемых результатов.

Результаты исследований. Конструкция робота, автоматизирующего проведение диагностики ЗУ, и алгоритмы его работы в значительной мере определяются особенностями прикладной области – требуемой точностью определения координат элементов ЗУ, сложностью и разнообразием характеристик поверхности передвижения на территории энергообъекта, площадью этой территории и многим другим. Требования к качеству результатов диагностики ЗУ влияют как на состав, так и на сложность технических средств и программного обеспечения робота.

Для реализации процедур исследования ЗУ базовая архитектура, типичная для большинства автономных мобильных колесных роботов разных применений [7], должна быть модифицирована с целью выполнения предъявляемых функциональных и нефункциональных требований. Необходимо добавление средств измерения параметров ЗУ и принятия решений о порядке проведения измерений. Требования к точности измерений следует учесть в подсистемах локализации, навигации, управления движением и в электроприводе перемещения робота.

Учитывая большую площадь обследуемой территории энергообъекта и относительно высокую требуемую точность ориентации робота в пространстве (единицы сантиметров), превышающую точность систем глобального позиционирования, локализация робота должна выполняться с использованием комплекса средств. Наряду с данными систем глобального позиционирования (GPS) и картографических Internetсервисов необходимо использовать данные одометрии, как обычной - с применением средств электроприводов колес, так и визуальной на основе изображений, получаемых от видеокамеры.

В подсистеме управления движением робота следует учесть особенности территории обследуемых энергообъектов – наличие препятствий разного типа, сложность рельефа, значительный разброс параметров поверхностей, дорожного покрытия и грунта, по которым перемещается робот. Эти параметры влияют на проскальзывание колес робота и обуславливают возникновение колебаний в его трансмиссии, вызванных нелинейной зависимостью силы сцепления колес с поверхностью от скорости проскальзывания [8]. В результате этих явлений снижается точность управления электроприводами колес, и, как следствие, точность диагностики ЗУ. Ухудшаются так же надежность, энергоэффективность и другие характеристики робота.

Снижение проскальзывания колес и демпфирование колебаний в трансмиссиях являются актуальным направлением исследований и разработки электротранспортных средств различного назначения [9-11]. В подсистемах навигации, локализации и управления движением мобильных роботов для расчета скорости проскальзывания по токам двигателей колес применяются эмпирические формулы. Для уменьшения проскальзывания ограничивается скорость движения и радиус поворота робота, что влияет на эффективность его применения [9]. В состав систем управления электроприводов колес вводятся регуляторы разных типов для уменьшения колебаний в трансмиссии робота [10]. Существенное влияние на синтез этих регуляторов оказывают конструкция и условия применения робота, его масса, диаметр колес, требуемая скорость движения и точность остановки, другие факторы, определяемые конкретными решаемыми задачами.

Таким образом, все основные подсистемы робота для проведения электромагнитной диагностики со-

стояния ЗУ оказываются тесно взаимосвязанными (рис. 2). Требования к роботу, определяемые методикой и условиями проведения диагностики ЗУ, определяют и соответствующие требования к каждой из этих подсистем.



Рис. 2. Структурная схема мобильного робота

Подсистема навигации планирует перемещения робота, исходя из текущих координат и порядка обследования ЗУ с учетом уже выявленных особенностей конструктивного исполнения элементов ЗУ, например, разветвлений заземлителя. При планировании маршрута учитываются построенный план местности, оценка силы сцепления колес с поверхностью передвижения и другие данные.

Координаты объектов окружающего пространства и текущие координаты робота определяются подсистемой локализации на основе данных одометрии. Оценка силы сцепления колес, влияющая на выбор скорости движения и радиуса поворота робота, формируется по данным, поступающим от систем управления электроприводов колес. Кроме датчиков, например, установленных на колесах или двигателях робота энкодеров, используются входящие в состав электропривода робота наблюдающие устройства, дающие косвенные оценки непосредственно неизмеряемых величин, в том числе сил сопротивления движению.

Для перемещения по заданной системой навигации траектории подсистема управления движением формирует сигналы задания для электропривода колес, при этом учитываются сигналы от средств обнаружения препятствий. Электроприводы колес обеспечивают требуемую скорость движения и точность позиционирования робота, а сигналы их датчиков используются в подсистеме локализации для определения текущих координат робота средствами одометрии.

Повысить точность локализации позволяет визуальная одометрия [7]. Эффективным средством ее реализации является применение методов фотограмметрии [12, 13], учитывающих специфику прикладной области – в структуре видеоизображений энергообъектов существенную долю составляют элементы большой протяженности с преимущественно вертикальной или горизонтальной направленностью, например, элементы зданий и опор линий электропередач. Эти особенности позволяют отказаться от использования широко применяемых в роботах алгоритмически сложных методов одновременной локализации и построения карты местности [7], при этом повысив точность ориентации робота и снизив вычислительную нагрузку его процессора.

В подсистеме навигации робота должны учитываться особенности методики измерения характеристик ЗУ и необходимость принятия эвристических решений о применении процедур исследования. Для принятия решений на основе признаков, характеризующих текущие результаты исследования, в состав робота включается экспертная система (ЭС) управления диагностикой, в которой имеющиеся знания о процедурах и текущих результатах представляются средствами математической логики первого порядка в виде продукций и семантических сетей. Экспертная система, используя хранящиеся в ее базе знаний правила, по текущим результатам измерений магнитного поля и ранее полученным результатам, хранящимся в базе данных регистратора координат, делает выводы о местоположении элементов ЗУ, сохраняя эти данные в регистраторе. На основе полученных данных в соответствии с методикой исследований принимаются решения о дальнейшем порядке действий и данные о необходимых перемещениях робота передаются его подсистеме навигации. Такая экспертная система, используемая для автоматического управления роботом и установленным на нем измерительным оборудованием, позволяет существенно снизить влияние человеческого фактора на точность определения конструктивного исполнения ЗУ.

### Выводы.

1. Проведен анализ экспериментального этапа получения информации о конструктивном исполнении заземляющих устройств. Выделены факторы, влияющие на точность результатов этапа, установлена необходимость снижения влияния на них человеческого фактора.

2. Показана возможность автоматизации процедур диагностики ЗУ путем использования мобильных роботов для нахождения заземлителей, описаны особенности архитектуры таких роботов.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бургсдорф В.В., Якобс А.И. Заземляющие устройства электроустановок. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 400 с.

2. Правила улаштування електроустановок. 5-те вид., переробл. й доповн. – [Чинний від 2014–11–20]. – Х.: Міненерговугілля України, 2014. – 793 с. – (Національний стандарт України).

3. Колиушко Г.М., Доценко В.И., Колиушко Д.Г., Недзельский О.С. Измерительный комплекс для проведения диагностики состояния заземляющих устройств электроэнергообъектов // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Електроенергетика і перетворююча техніка. – 2002. – №7. – С. 157-166.

4. Борисов Р.К., Колиушко Г.М., Гримуд Г.И. Методика исследования заземляющих устройств объектов электроэнергетики // Энергетика и электрификация. – 2000. – №4. – С. 29-32.

5. Випробування та контроль пристроїв заземлення електроустановок. Типова інструкція. СОУ 31.2-21677681-19:2009 [Чинний від 29.03.2010]. – К.: Мінпаливенерго України, 2010. – 54 с. – (Національний стандарт України).

6. Резинкин О.Л., Колиушко Д.Г. Индукционный датчик для диагностики контуров заземления высоковольтных подстанций // Энергетика и электрификация. – 1999. – №8. – С. 36-39.

7. Springer Handbook of Robotics / Editors B. Siciliano, O. Khatib. – Berlin: Springer-Verlag, 2008. . doi: 10.1007/978-3-319-32552-1.

8. Canudas de Wit C., Tsiotras P., Velenis E., Basset M., Gissinger G. Dynamic friction models for road/tire longitudinal interaction // Veh. Syst. Dyn. 39(3), 2003, pp. 189-226. doi: 10.1076/vesd.39.3.189.14152.

**9.** Zielinska T., Chmielniak A. Controlling the slip in mobile robots. Proc. 13th Int. Conf. on Climbing and Walking Robots and the Support Technologies for Mobile Machines, 2010, pp. 13-20. doi: 10.1142/9789814329927 0004.

*10.* Rodriguez J.M., Meneses R., Orus R., J. Active vibration control for electric vehicle compliant drivetrains // Industrial Electronics Society, IECON 2013, 39th Annual Conference of the IEEE, 2013, pp. 2590-2595. doi: 10.1109/iecon.2013.6699539.

11. Zhang J., Song D., Jayasuriya S. IMU-based localization and slip estimation for skid-steered mobile robots // Proc. IEEE/RSJ Int. Conf. Intell. Robot. Syst., San Diego, 2007, pp. 2845-2850. doi: 10.1109/iros.2007.4399477.

*12.* Georgiev A., Allen P.K. Localization Methods for a Mobile Robot in Urban Environments // IEEE Transactions on Robotics, Vol.20, No.5, October 2004, pp. 851-864. doi: 10.1109/tro.2004.829506.

*13.* Escoda, J., Martínez, A. B., Benedico A., Font J. Photogrammetry based error analysis of indoor mobile robot localization // 2nd European Conference on Mobile Robots, Ancona, 2005, pp. 80-85. doi: 10.1109/iros.2005.1545089.

### REFERENCES

*I.* Burgsdorf V.V., Yakobs A.I. *Zazemlyayushchie ustroystva elektroustanovok* [Grounding device of electrical installations]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1987. 400 p. (Rus).

2. *Pravila ulashtuvannya elektroustanovok. 5-te vyd.* [Rules of the device electroinstallations. 5th Edition]. Kharkiv, Minenergovugillya Ukrayiny Publ., 2014. 793 p. (Ukr).

3. Koliushko G.M., Dotsenko V.I., Koliushko D.G., Nedzel'skii O.S. Measuring system for diagnosis of the state of ground grids of electric facilities. *Visnyk NTU «KhPI» – Bulletin of NTU «KhPI»*, 2002, no.7, pp. 157-166. (Rus).

4. Borisov R.K., Koliushko G.M., Grimud G.I. Technique to study the ground grids of electric power facilities. *Energetika i elektrifikatsiya – Energy and Electrification*, 2000, no.4, pp. 29-32. (Rus).

5. Viprobuvannya ta kontrol' pristroyiv zazemlennya elektroustanovok. Tipova instruktsiya. SOU 31.2-21677681-19:2009 [Test and control devices, electrical grounding. Standard instruction. SOU 31.2-21677681-19:2009]. Kyiv, Minenergovugillya Ukrayiny Publ., 2010, 54 p. (Ukr).

6. Rezinkin O.L., Koliushko D.G. Inductive sensor for the diagnosis of high-voltage substation grounding. *Energetika i elektrifikatsiya – Energy and Electrification*, 1999, no.8, pp. 36-39. (Rus).

7. Springer Handbook of Robotics. Editors B. Siciliano, O. Khatib. Berlin: Springer-Verlag, 2008. doi: 10.1007/978-3-319-32552-1.

8. Canudas de Wit C., Tsiotras P., Velenis E., Basset M., Gissinger G. Dynamic friction models for road/tire longitudinal interaction. *Veh. Syst. Dyn.*, 2003, no.39(3), pp. 189-226. doi: 10.1076/vesd.39.3.189.14152.

**9.** Zielinska T., Chmielniak A. Controlling the slip in mobile robots. *Proc. 13th Int. Conf. on Climbing and Walking Robots and the Support Technologies for Mobile Machines*, 2010, pp. 13-20. doi: 10.1142/9789814329927\_0004.

*10.* Rodriguez J.M., Meneses R., Orus R., J. Active vibration control for electric vehicle compliant drivetrains. *Industrial Electronics Society, IECON 2013, 39th Annual Conference of the IEEE*, 2013, pp. 2590-2595. doi: 10.1109/iecon.2013.6699539.

11. Zhang J., Song D., Jayasuriya S. IMU-based localization and slip estimation for skid-steered mobile robots. *Proc. IEEE/RSJ Int. Conf. Intell. Robot. Syst.*, San Diego, 2007, pp. 2845-2850. doi: 10.1109/iros.2007.4399477.

*12.* Georgiev A., Allen P.K. Localization Methods for a Mobile Robot in Urban Environments. *IEEE Transactions on Robotics*, vol.20, no.5, October 2004, pp. 851-864. doi: 10.1109/tro.2004.829506.

*13.* Escoda, J., Martínez, A. B., Benedico A., Font J. Photogrammetry based error analysis of indoor mobile robot localization. *2nd European Conference on Mobile Robots*, Ancona, 2005, pp. 80-85. doi: 10.1109/iros.2005.1545089.

Колиушко Денис Георгиевич<sup>1</sup>, к.т.н., доц.,

Котляров Владимир Олегович<sup>1</sup>, к.т.н.,

<sup>1</sup> Национальный технический университет

«Харьковский политехнический институт»

61002, Харьков, ул. Кирпичева, 21,

тел/phone +38 095 3822611,

e-mail: den@kpi.kharkov.ua, kotlyarov@kpi.kharkov.ua

D.G. Koliushko<sup>1</sup>, V.O. Kotlyarov<sup>1</sup>

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

# On mobile robots application to diagnostics of grounding devices of power engineering facilities.

Objective. In Ukraine, most 110 kV substations of fullygrounded neutral grids were built over 30 years ago. Information on the grounding device design is now either unavailable or unreliable. To monitor these devices condition, their resistance is only measured. This approach fails to provide dependable data on other parameters required for the devices state assessment. For these parameters determination, diagnostic equipment and an electromagnetic diagnostics technique are developed. Methodology. One of the most important procedures of the diagnostics technique is experimental determination of the grounding device structure elements location. For this purpose, an induction method is applied to gives reliable results. However, the method application requires labor-intensive operations, measurement quality negatively affected by the human factor. Integration of mobile robots into the diagnostic equipment allows reducing this effect. Requirements for diagnostic results quality influence the structure and complexity of the robot major subsystems which are tightly intertwined. To implement diagnostic procedures, the robot comprises grounding device parameters measurement instruments and decision support for relevant measurement procedure selection. **Results.** The robot localization, navigation, and motion control subsystems and wheel drives allow for required measurement accuracy. To improve the localization accuracy, specific facilities are implemented. One of the tools is visual odometry with photogrammetry techniques application to take into account the structure of power substation images. The navigation subsystem plans the robot motion along the substation territory guided by already detected features of the grounding devices. The wheel drive design ensures reduction of both the wheels slip and vibrations in the transmission caused by friction force nonlinearity. The robot architecture also includes an expert system to make decisions on the basis of the current measurement results. Practical value. Factors that influence diagnostics outcome accuracy are identified. Feasibility of diagnostics procedures automation is shown, mobile robot architecture features specified. References 13, figures 2.

*Key words*: grounding device, electromagnetic diagnostics, state monitoring, equipment system, mobile robot structure.

М.С. Комаров, В.М. Спірін, В.М. Губаревич, П.П. Подейко, Ю.В. Маруня

### ОПТИМІЗАЦІЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ВУЗЛІВ – РЕАКТОРІВ З РІЗНИМИ МАТЕРІАЛАМИ ОСЕРДЬ ДЛЯ АКТИВНИХ КОРЕКТОРІВ ФОРМИ СТРУМУ

Метою роботи є визначення оптимального варіанту матеріалу осердь реакторів активного коректора форми струму, розрахованого на амплітудне значення струму 50 А. В якості матеріалів осердь електромагнітних вузлів було обрано наступні:електротехнічна сталь E360A, аморфний сплав 2605SA1, ферит фірми «Teratron» з матеріалом осердя CF – 196. Розрахунки реакторів проводились з урахуванням того, що через ці осердя проходять магнітні потоки різної частоти (частоти мережсі живлення та частоти модуляції з максимальним значенням  $F_{max}$ =20 кГц). Ця частота визначає втрати в осердях, а на частоті мережі живлення визначається лінійність реакторів при струмі насичення 60А. Було розраховано три варіанти реакторів з різними матеріалами осердь і визначено їх головні параметри: вага, габаритні розміри, втрати в міді, осерді. Два варіанти з матеріалом осердь з електротехнічної сталі E360A та аморфним сплавом 2605SA1 було виготовлено і випробувано на лінійність вольт-амперної характеристики та у складі активного коректора форми струму при малих потужностях навантаження. Теоретичні та експериментальні дослідження реакторів дозволили вибрати оптимальні за комплексом вимог (вага, габаритні розміри, втрати в міді, вартість) матеріали осердь, а саме: для силового реактора активного коректора форми струму в якості матеріалу осердя аморфний сплав 2605SA1; для реактора високочастотного фільтра струму – електротехнічну сталь E360A. Проведені дослідження та розрахунки дозволяють також обрати матеріал осердя, виходячи з якоїсь конкретної вимоги до параметрів реактора. Бібл. 6, табл. 2, рис. 3.

Ключові слова: активний фільтр, реактор, матеріали осердь, частота модуляції.

Целью работы является определение оптимального варианта материала сердечников реакторов активного корректора формы тока, рассчитанного на амплитудное значение тока 50 А. В качестве материалов сердечников электромагнитных узлов были избраны следующие: электротехническая сталь E360, аморфный сплав 2605SA1, феррит фирмы «Teratron» с материалом сердечника CF - 196. Расчеты реакторов проводились с учетом того, что через эти сердечника проходят магнитные потоки различной частоты (частоты сети питания и частоты модуляции с максимальным значением  $F_{max} = 20 \kappa \Gamma u$ ). Эта частота определяет потери в сердечниках, а на частоте сети питания определяется линейность реакторов при токе насыщения 60А. Было рассчитано три варианта реакторов с различными материалами сердечников и определены их основные параметры: вес, габаритные размеры, потери в меди, сердечнике. Два варианта с материалом сердечников из электротехнической стали E360 и аморфным сплавом 2605SA1 было изготовлено и испытано на линейность вольт-амперной характеристики и в составе активного корректора формы тока при малых мощностях нагрузки. Теоретические и экспериментальные исследования реакторов позволили выбрать оптимальные по комплексу требований (вес, габаритные размеры, потери в меди, стоимость) материалы сердечников, а именно: для силового реактора активного корректора формы тока в качестве материала сердечника аморфный сплав 2605SA1; для реактора высокочастотного фильтра тока – электротехническую сталь Е360. Проведенные исследования и расчеты позволяют также выбрать материал сердечника, исходя из какого-то конкретного требования к параметрам реактора. Библ. 6, табл. 2, рис. 3.

Ключевые слова: активный фильтр, реактор, материалы сердечников, частота модуляции.

Розвиток електроніки та електротехніки призвів до поширеного використанні у низьковольтних однофазних мережах обладнання на вході якого використовуються некеровані випрямлячі з ємнісним фільтром. Це призвело до значних спотворень струму мережі, зниженню коефіцієнта потужності та до спотворень напруги живлення за рахунок втрат у подовжніх опорах мережі. Для покращення показників якості електроенергії виникає необхідність в використанні додаткових засобів, наприклад, паралельних активних фільтрів вищих гармонік струму [1-4].

В роботі [4] проаналізовано роботу активного коректора струму, розрахованого на амплітудне значення струму 50 А.

Еквівалентна схема силової частини коректора наведена на рис1. На схемі враховано подовжні параметри мережі  $L_S$ ,  $r_S$ , а конденсатор мостового інвертора замінений джерелами ЕРС: +Uci - Uc.

Принцип дії коректора полягає у формуванні струму, що є різницею між синусною складовою першої гармоніки струму навантаження і його миттєвим значенням. Для формування струму використана схема мостового транзисторного інвертора з високочастотною імпульсною модуляцією.



Рис. 1. Структурна схема вузла електроживлення нелінійного споживача з активним коректором струму

Амплітуда струму активного коректора може бути істотно менше струму споживання, оскільки вона визначається не величиною струму або потужності споживання, а тільки його відхиленням від синусоїдального значення, співпадаючого по фазі з напругою мережі.

© М.С. Комаров, В.М. Спірін, В.М. Губаревич, П.П. Подейко, Ю.В. Маруня

При використанні релейного несинхронізованого способу управління коректором максимальне відхилення миттєвого значення струму реактора L задається шириною зони гістерезису релейного елементу і воно постійне на будь-якому періоді імпульсної модуляції. Частота імпульсної модуляції значно вище частоти мережі і на будь-якому періоді імпульсної модуляції миттєве значення напруги мережі можна вважати незмінним.

Визначимо напругу на дроселі *L* на періоді імпульсної модуляції згідно епюр, наведених на рис. 2.



Рис. 2. Епюри накопичення і віддачі енергії дроселем

На інтервалах накопичення (умовне позначення «1») і віддачі (умовне позначення «2» відповідно) енергії дроселем знаходимо:

$$u_{L,1:} = U_C - u_S,$$
$$u_{L,2} = U_C + u_S.$$

Тривалість інтервалів *ДТ* визначимо як

$$\Delta T = \frac{L \cdot \Delta I}{u_{L:}},$$

де *ДІ* – ширина зони гістерезису релейного елементу. Частоту імпульсної модуляції знайдемо, як

$$F_m = \frac{1}{\Delta T_1 + \Delta T_2},$$
  

$$F_m = \frac{U_C^2 - u_S^2}{2U_C L \Delta I}.$$
(1)

Необхідною умовою вибору напруги  $U_c$  та індуктивності L є перевищення швидкості зміни струму індуктивності L над швидкістю зміни струму навантаження  $I_n$ . Оскільки максимальна швидкість зміни струму навантаження близька за часом до максимальної напруги мережі ця умова визначається виразом

$$\frac{dI_L}{dt} \approx \frac{U_C - U_m}{L} > \frac{dI_n}{dt} \,.$$

Нехай напруга мережі змінюється згідно із законом:

$$u_s = U_m \sin \omega t.$$

Позначимо  $a = U_m/U_c$ ,  $x = \omega t$  тоді частоту імпульсної модуляції буде визначено з виразу:

$$F_m = \frac{U_C}{2L\Delta I} [1 - (a \cdot \sin x)^2].$$
<sup>(2)</sup>

3 (2) витікає, що максимальне значення частоти імпульсної модуляції відповідає моменту проходження напруги мережі через нуль, звідки

$$F_{\max} = \frac{U_C}{2L\Delta I}.$$
 (3)

Залежність частоти імпульсної модуляції від миттєвого значення напруги мережі показана на рис. 3.



Рис. 3. Залежність частоти модуляції від миттєвого значення напруги мережі

З приведеної залежності виходить, що напруга на конденсаторі  $U_c$  повинна перевищувати амплітуду напруги мережі  $U_m$ , інакше частота імпульсної модуляції прямує до нуля, що обмежує швидкість зміни струму дроселя і, відповідно, швидкодію коректора. При роботі на випрямляч з навантаженням  $R_n$  і з ємнісним фільтром значення коефіцієнта a < 0,6 (повинно бути менше 0,6).

Для розрахунку втрат в магнітопроводі дроселя практичний інтерес представляє середнє значення частоти імпульсної модуляції  $F_s$  за період мережевої напруги. З (1) знаходимо:

$$F_s = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} F_m dx,$$
$$F_s = F_{\max} \frac{2 - a^2}{2}.$$

Наприклад, для однофазного коректора з максимальною амплітудою  $U_m = 340$  В при  $U_C = 720$  В (a = 0,472), отже, при  $F_{max} = 20$  кГц, середня частота імпульсної модуляції складає  $F_s = 16,8$  кГц.

Коректор проектується на задане амплітудне значення струму реактора  $I_{max} = 50$ А та пульсацій високочастотного струму  $\Delta I = 6$  А. Якщо ввести коефіцієнт високочастотних пульсацій струму, як,  $m_I = \Delta I/2I_{max}$  то індуктивність реактора можна розрахувати за формулою (3), або по наступній формулі:

$$L = \frac{U_C}{4 \cdot F \max \cdot \operatorname{Im} ax \cdot m_I};$$

При  $U_c = 720$  В,  $F_{max} = 20$  кГц,  $I_{max} = 50$ А,  $m_i = 0,06$  індуктивність реактора становить L = 3 мГн.

Значення коефіцієнта пульсацій вище  $m_i = 0.08$ викликає пульсацій струму коректора на частоті імпульсної модуляції. При необхідності ці пульсації можуть бути зменшені додатковим фільтром високочастотних гармонік L1 = 400 мкГн, C1 = 5 мкФ. Для послаблення підйому частотної характеристики фільтру на резонансній частоті паралельно реактору L1доцільне підключення резистора R2 = 20 Ом.

Щоб провести розрахунок реактора *L* коректора струму необхідно визначитися з вибором матеріалу
для осердя, через яке будуть проходити магнітні потоки різної частоти: частоти мережі живлення F = 50 Гц та частоти модуляції  $F_m$ , що має максимальне значення 20 кГц. Також слід врахувати те, що ці реактори мають бути лінійними при струмі насичення до 60 А.

Серед матеріалів для осердя були вибрані наступні: ферити, електротехнічні сталі та аморфні сплави. За визначеними параметрами L,  $I_m$ , F,  $\Delta I$  для обраних матеріалів осердя були розраховані лінійні реактори. Втрати в осердях були розраховані при середній частоті імпульсної модуляції ( $F_s = 16,8$  кГц) за період напруги мережі живлення.

Розрахунки реакторів з осердями із електротехнічної сталі та аморфного сплаву велись з використанням формул, що наведені в роботі [5]. Були обрані осердя з електромагнітної сталі E360A(3424) з товщиною стрічки 0,08 мм та аморфних С-осердь типу Powerlite (сплав 2605SA1) AMCC50 і ACCC400 фірми HITACHI.

Максимальна енергія реактора визначалась як  $W_m = LI^2_m/2$  і за її значенням було визначено площу у щілині осердя з урахуванням випинання магнітного потоку в ній

$$S = \left(\frac{W_m}{k_{iw} \cdot \sqrt{\beta \cdot k_m \cdot B_m \cdot k_s}}\right)^{4/7}$$

де  $k_{iw}$  – коефіцієнт намагнічувальної сили [5];  $\beta$  – коефіцієнт використання вікна осердя;  $k_m = I_m/I$  – коефіцієнт амплітуди імпульсу струму; I – діюче значення струму;  $B_m$  – максимальна індукція в матеріалі осердя;  $k_s$  – коефіцієнт випинання магнітного потоку у щілині [5].

Намагнічувальна сила визначається з [5] як

$$(Iw) = \frac{2W_m}{S \cdot k_m \cdot B_m \cdot k_s},$$

звідки знаходиться число витків w. Немагнітна щілина визначається за наступною формулою:

$$l_x = \frac{\mu_0 \cdot k_m}{B_m \cdot k_s} (Iw),$$

де  $\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \, \Gamma$ н/м — магнітна константа.

Індуктивність реактора визначається відповідно до [5] як

$$L = \frac{\mu_0 \cdot w^2 S}{l_x}$$

В разі використання феромагнітних осердь в реакторах потрібно застосовувати для їх розрахунку методику викладену в роботі [6]. Згідно цієї методики були розраховані реактори *L*, *L*1 з феромагнітними осердями. Випинання магнітного потоку у щілині осердя та індуктивність реакторів визначались як у роботі [5]. В якості осердь були використані феритові осердя фірми «Teratron» типорозмірів EE193/60 та EE160A з матеріалом осердя CF – 196.

В табл. 1, 2 наведено розрахункові та фактичні параметри і характеристики реакторів L1 = 400 мкГн,  $\Delta I = 1$  А та L = 3 мГн,  $\Delta I = 6$  А, відповідно, з різними матеріалами осердь.

Розрахунок втрат для аморфних С-осердь типу АМСС50 та АМСС400 проводився згідно технічного бюлетеня Metglas Alloy 2605SA1 за наступною формулою:

$$P_{core}\left[\frac{W/kg}{kg}\right] = 6.5 \cdot F^{1.51}[\kappa \Gamma \mu] \cdot B^{1.74}[T\pi]$$

Таблиця 1

Таблиця 2

Порівняння параметрів реактора L1 з різними матеріалами осердь							
Матеріал осердя, тип осердя, реактора Параметри реактора		Електротехнічна сталь Е360А, товщина стрічки 0,08 мм; П-подібне осердя 16×40×82; Стрижневий однокотушковий	Аморфний сплав 2605SA1; С-осердя АМСС50, два комплекти; Броньовий	Ферит фірми «Teratron»; Ти- порозмір EE130; Матеріал осердя CF – 196; Броньовий			
Вага	осердя, кг	1,17	1,18	2,35			
	міді, кг	0,712	0,8	0,78			
	Загальна реактора, кг	2,2 (фактична)	2,95 (фактична)	3,13 (розрахунок)			
Габаритні розміри реактора, мм		75×80×120	55×66×155	70×130×135 (розрахунок)			
Втра-	в міді, Вт	8,5	9,6	9,3			
ТИ	в осерді, Вт	2,5	0,5	4,9			
Вартість осердь, євро		39	84	37			

Порівняння параметрів реактора L з різними матеріалами осерди

портвняння параметртв реактора Е з ртзними матерталами осердв						
Матеріал осердя, тип		Електротехнічна сталь ЕЗ60А,	Аморфний сплав	Ферит фірми «Teratron»; Типорозмір		
осердя, реактора		товщина стрічки 0,08 мм;	2605SA1;	EE102/60: Morronian cooping CE 106: The		
Параметри реактора		П-подібні осердя 16×40×82;	С-осердя АМСС400, два	сердя Сг – 190, два комплекти; Броньовий		
		чотири комплекти; Броньовий	комплекти; Броньовий			
Вага	осердя, кг	4,68	5,64	13,5		
	міді, кг	2,48	2,5	3,04		
	Загальна реак-	7,3 (фактична)	8,5 (фактична)	16,54 (розрахунок)		
	тора, кг					
Габаритні розміри		120×130×130	110×162×210	154×161×193 (розрахунок)		
реактора, мм						
Втра-	в міді, Вт	30	30,5	36,3		
ТИ	в осерді, Вт	120	62	45		
Вартість осердь, євро		156	270	158		

Розрахунок втрат для осердь з електротехнічної сталі Е 360A (3424) було проведено для середньої частоти модуляції  $F_s$ =16, 8 кГц по формулі

$$p = p_0 \left(\frac{f}{f^*}\right)^{\alpha} \cdot \left(\frac{B_m}{B_m^*}\right)^{\beta} \cdot m$$

де  $p_0$  – питома потужність втрат (для сталі Е 360А  $p_0 = 21,7$  Вт/кг);  $f^* = 1$  кГц,  $B^*_m = 1$  Тл – базові значення частоти та індукції;  $\alpha$ ,  $\beta$  – коефіцієнти, одержані з обробки експериментальних залежностей питомих втрат від f та  $B_m$  (для сталі Е 360А  $\alpha = 1,2$ ,  $\beta = 1,6$ ); m – вага осердя.

У феритах ЕЕ193/60, ЕЕ130 втрати в осерді визначались відповідно до довідкових матеріалів фірми «Teratron».

#### Висновки.

1. Аналіз отриманих характеристик реактора L1 (табл. 1) показує, що оптимальним є варіант реактора з осердям з електротехнічної сталі Е 360А (товщина стрічки 0,08 мм), як такий, що має приблизно одну вартість з феритовим осердям, але має меншу вагу осердя.

2. Для реактора L визначити однозначно кращий варіант важко, враховуючи те, що для аморфних та феритових осердь втрати майже однакові, але з аморфним осердям реактор дорожчий, а з феритовим важчий більш ніж у два рази. Реактор з осердям із електротехнічної сталі має однакову вартість з феритовим, але майже у два рази менший по вазі, проте втрати в осерді в ньому більші у 1,5 рази. Тому при виборі варіанту виконання реактора L потрібно визначатися, виходячи з комплексу всіх вимог або якоїсь конкретної.

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

*I.* Кулинич Ю.А., Духовников В.К. Активный компенсатор реактивной мощности как средство улучшения качества потребляемой энергии // Наука и транспорт. – 2010. – №3(28). – С. 38-40.

2. Кучеренко Д.В., Сафронов П.С. Параллельный активный фильтр высших гармоник тока // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. – 2013. – №18(991). – С. 41-46.

3. Стаценко О.В. Аналіз роботи паралельного активного коректора струму з релейним керуванням // Вісник КНУТД. – 2015. – №5(90). – С. 113-117.

4. Комаров М.С., Головко О.О., Булатов А.Ю., Подейко П.П. Енергозберігаючі технології в комп'ютерних класах та навчальних лабораторіях закладів освіти // Вісник КНУТД.– 2013.– №6.– С. 278-286.

5. Черкашин Ю.С. Расчет дросселей с магнитопроводом при произвольной форме тока // Силовая электроника. – 2008. – №3. – С. 20-25.

6. Кузнецов А. Трансформаторы и дроссели для импульсных источников питания // Схемотехника. – 2000. – №1. – С. 30-33.

#### REFERENCES

*I.* Kulinich Y.A, Duhovnykov V.K. Active reactive power compensator as a means of improving the quality of consumed energy. *Science and transportation*, 2010, no.3(28), pp. 38-40. (Rus).

**2.** Kucherenko, D.V., Safronov P.S. Parallel active filter higher harmonics of current. *Bulletin of «KPI». Series: New solutions in modern technologies*, 2013, no.18(991), pp. 41-46. (Rus).

3. Statsenko O.V. Analysis of the parallel active current corrector with relay control. *Bulletin of KNUTD*, 2015, no.5(90), pp. 113-117. (Ukr).

**4.** Komarov M.S., Golovko A.A., Bulatov A.Y., Podeyko P.P. Energy-saving technologies in computer classes and teaching laboratories of educational institutions. *Bulletin of KNUTD*, 2013, no.6, pp. 278-286. (Ukr).

5. Cherkashyn Y.S. Calculation of inductors with magnetic core for an arbitrary shape of the current. *Electronics*, 2008, no.3, pp. 20-25. (Rus).

**6.** Kuznetsov A. Transformers and chokes for switching power supplies. *Circuitry*, 2000, no.1, pp. 30-33. (Rus).

#### Надійшла (received) 02.06.2016

Комаров Микола Сергійович<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,

Спірін Вячеслав Михайлович<sup>2</sup>, д.т.н., пров.н.с.,

Губаревич Володимир Миколайович<sup>2</sup>, к.т.н., с.н.с.,

Подейко Павло Петрович<sup>2</sup>, пров. інж.,

Маруня Юлія Василівна<sup>2</sup>, інж. І кат.,

<sup>1</sup> Київський національний університет технологій та дизайну, 01011, Київ, вул. Немировича-Данченка, 2, навч. корп. 1, тел/phone +38 044 2562965, e-mail: eet.knutd.com.ua

<sup>2</sup> Інститут електродинаміки

Національної академії наук України,

03680, Київ-57, пр. Перемоги, 56,

тел/phone +38 044 4560151, e-mail: Uweshka@mail.ru

M.S. Komarov<sup>1</sup>, V.M. Spirin<sup>2</sup>, V.M. Hubarevich<sup>2</sup>, P.P. Podeico<sup>2</sup>, Y.V. Maruna<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Kyiv National University of Technologies and Design,

2, Nemirovich-Danchenko Str., educational building no.1, Kyiv, 01011, Ukraine.

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

56, Peremohy Avenue, Kyiv, 03680, Ukraine.

#### Optimization of electromagnetic units – reactors with different core materials for the active correctors of the current form.

The aim is to determine the optimal variant of material of the cores of the reactors active corrector current shape, designed for peak value of current is 50 A. as the materials of cores of the electromagnetic units have been selected as follows: E360A electrical steel, amorphous alloy 2605SA1, pert firm «Teratron» with the material of the core CF - 196. The reactor calculations were carried out considering the fact that these cores are magnetic fluxes of different frequencies (the frequency of the power supply voltage and frequency modulation with a maximum value of Fmax=20 kHz). This frequency determines the losses in the cores and the mains frequency is determined by the linearity of the reactors when the saturation current of 60A. Were designed three variants of reactors with different core materials and their basic parameters: weight, dimensions, copper losses, core. Two options with the material of the cores of electrical steel and amorphous E360A allov 2605SA1 were manufactured and tested for the linearity of the current-voltage characteristics and in the composition of the active corrector of the form current at low power loads. Theoretical and experimental research reactors has allowed to choose the optimal set of requirements (weight, overall dimensions, copper losses, value) of the materials of the cores, namely: for power reactor active corrector current shape as a core material of amorphous alloy 2605SA1; for the reactor high pass filter DC - electrical steel E360A. Conducted research and calculations allow also to select a core material based on some specific requirements to the parameters of the reactor. References 6, tables 2, figures 3.

*Key words:* active filter, reactor, materials, cores, frequency modulation.

Г.В. Павлов, И.Л. Винниченко, А.В. Обрубов, М.В. Покровский

### МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ НА ОСНОВЕ РЕЗОНАНСНОГО ИНВЕРТОРА С НЕЛИНЕЙНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Розроблено математичну модель перетворювача частоти на основі резонансного інвертора з нелінійним управлінням, в рамках якої побудовано точну аналітичну модель електромагнітних процесів в силовій частині перетворювача. Побудовано фазові діаграми циклу роботи резонансного інвертора з нелінійним регулюванням. Розраховано відносну похибку моделі, що допускає припущення щодо синусоїдальності форми високочастотних імпульсів напруги на резонансному конденсаторі, та запропоновано спосіб її зменшення. Запропоновано закон формування послідовності керуючих імпульсів для нелінійного управління резонансним інвертором, який враховує несинусоїдальність несучих імпульсах на певних часових проміжках. Бібл. 6, рис. 6.

Ключові слова: перетворювач частоти, резонансний інвертор, математична модель.

Разработана математическая модель преобразователя частоты на основе резонансного инвертора с нелинейным управлением, в рамках которой построена уточненная аналитическая модель электромагнитных процессов в силовой части преобразователя. Построены фазовые диаграммы цикла работы резонансного инвертора с нелинейным регулированием. Рассчитана относительная погрешность модели, которая предполагает синусоидальность формы высокочастотных импульсов напряжения на резонансном конденсаторе, и предложен способ ее уменьшения. Предложен закон формирования последовательности управляющих импульсов для нелинейного управления резонансным инвертором, который учитывает несинусоидальность несущих импульсов на некоторых временных промежутках. Библ. 6, рис. 6. Ключевые слова: преобразователь частоты, резонансный инвертор, математическая модель.

Введение. Для регулирования выходного напряжения двухзвенных преобразователей частоты достаточно эффективно используется времяимпульсная модуляция [1-3]. Однако жесткая коммутация силовых вентилей импульсного преобразователя приводит к значительным коммутационным потерям, которые можно уменьшить, используя резонансную коммутацию [4, 5]. Сочетание резонансного принципа коммутации и импульсной модуляции позволит значительно снизить потери на переключении силовых транзисторов, а также улучшить электромагнитную совместимость преобразователя со смежными электронными устройствами и с питающей сетью.

В статье [6] для резонансного инвертора с нелинейным регулированием, формирующего выходное низкочастотное синусоидальное напряжение путем сглаживания высокочастотных квазисинусоидальных импульсов напряжения на резонансной емкости, получены управляющие последовательности на основе приближенной модели несущих высокочастотных импульсов напряжения. При построении данной модели были приняты допущения, что высокочастотные импульсы тока и напряжения резонансных элементов имели синусоидальную форму. Приближенная модель показала низкий коэффициент гармоник токов и напряжений элементов резонансного контура, однако необходимо еще аналитически определить погрешность этой модели и установить границы ее применения.

Целью данной работы является разработка математической модели преобразователя частоты на основе резонансного инвертора, которая позволила бы исследовать закономерности электромагнитных процессов в его силовой части, а также оценить погрешность предложенной ранее приближенной модели.

Принципиальная схема силовой части преобразователя частоты на основе резонансного инвертора с нелинейным регулированием представлена на рис. 1.

Схема включает в себя звено постоянного тока, в состав которого входит диодный мост  $VD_{rec}$  и фильт-

рующий конденсатор  $C_{rec}$ . Регулирование величины и частоты выходного напряжения осуществляется с помощью резонансного инвертора, который представляет собой полумостовую схему с силовыми транзисторами VT1 и VT2, с последовательным резонансным контуром  $L_r$ ,  $C_r$ , диодами VD1 и VD2, при помощи которых шунтируется конденсатор  $C_r$  для формирования необходимой формы несущих импульсов, и низкочастотным индуктивно-емкостным фильтром  $L_f$ - $C_f$ . Дополнительные полевые транзисторы VT3 и VT4 предназначены для коммутации диодов VD1 и VD2: при положительной полуволне напряжения на нагрузке включается VT3, а при отрицательной – VT4.



Рис. 1. Принципиальная схема силовой части преобразователя частоты на основе резонансного инвертора с нелинейным регулированием

Выходное низкочастотное синусоидальное напряжения формируется путем сглаживания напряжения на конденсаторе  $C_r$  резонансного контура. В свою очередь, напряжение на  $C_r$  имеет прерывистый характер и представляет собой набор импульсов постоянной амплитуды и длительности, начальные моменты которых определяются по закону частотной модуляции (рис. 2). Однако форма несущего сигнала является не прямоугольной, а близкой к синусоиде, смещенной вверх на половину своей амплитуды и ограниченной моментами времени, когда она (уже в смещенном состоянии) пересекает ось абсцисс.

Резонансный инвертор, входящий в состав преобразователя частоты на рис. 1, работает следующим образом. Когда на транзистор *VT*1 поступает управ-

© Г.В. Павлов, И.Л. Винниченко, А.В. Обрубов, М.В. Покровский

ляющий импульс, дроссель L<sub>r</sub> начинает накапливать энергию. В момент времени, когда ток через  $L_r$  становится равен току через L<sub>f</sub>, закрывается диод VD1 и начинается зарядка конденсатора  $C_r$ . Ток через  $L_r$ продолжает расти до тех пор, пока напряжение на С<sub>r</sub> не достигнет значения  $U_s/2$ . Конденсатор  $C_r$  заряжается по синусоидальному закону до значения U<sub>s</sub> и в момент времени, при котором ток через L<sub>r</sub> вновь достигает значения тока через L<sub>f</sub>, после чего начинается его разрядка по тому же закону. После того, как накопленная энергия в катушке индуктивности L<sub>r</sub> полностью рассеется, разрядка конденсатора C<sub>r</sub> продолжается по линейному закону и в момент, когда напряжение на нем достигнет нулевого уровня, отпирается диод VD1, который шунтирует конденсатор C<sub>r</sub>, а катушка индуктивности фильтра L<sub>f</sub>, которая все это время подзаряжалась от резонансного контура, начинает отдавать энергию конденсатору фильтра С<sub>б</sub>, который, в свою очередь питает нагрузку.



Рис. 2. Форма несущих высокочастотных импульсов напряжения и тока

Исследование электромагнитных процессов в силовой части преобразователя частоты, в зависимости от управляющей величины удобно осуществить с помощью метода пространства переменных состояния. Схема замещения резонансного инвертора с нелинейным регулированием представлена на рис. 3.



Рис. 3. Схема замещения резонансного инвертора с нелинейным регулированием

Управляемой переменной является напряжение на выходе преобразователя  $y(t) = u_q(t)$ . Входным параметром является напряжение  $U_s/2$  на накопительных емкостях  $C_d$  автономного инвертора. Управляющим параметром является частота следования импульсов напряжения, открывающих один из силовых транзисторов полумоста во время положительной полуволны выходного напряжения, и другой – во время отрицательной полуволны.

Процессы, происходящие в силовой части преобразователя, характеризуются вектором состояния

$$x^{T}(t) = \begin{bmatrix} i_{r}(t) & u_{Cr}(t) & i_{Lf}(t) & u_{Cf}(t) \end{bmatrix}$$

Для описания процессов, происходящих в резонансном инверторе, рассмотрим один цикл работы, условно разбитый на 5 этапов. Схемы замещения силовой части преобразователя на протяжении условных этапов  $\Delta t_1 - \Delta t_5$  представлены на рис. 4,*a*-*d* соответственно.



Рис. 4. Схемы замещения силовой части резонансного инвертора, входящего в состав преобразователя частоты

Составим дифференциальные уравнения для каждого этапа. Дифференциальные уравнения, описывающие работу резонансного инвертора на протяжении 5 последовательных этапов, имеют следующий вид: а) для первого этапа

$$\begin{cases} \frac{di_r}{dt} = -\frac{r_1 \cdot i_r}{L_r} + \frac{0.5U_s}{L_r}; \\ \frac{di_{Lf}}{dt} = -\frac{r_2 \cdot i_{Lf}}{L_f} - \frac{u_{Cf}}{L_f}; \\ \frac{du_{Cf}}{dt} = \frac{i_{Lf}}{Cf} - \frac{u_{Cf}}{R_q \cdot C_f}; \\ u_{Cf} = u_q. \end{cases}$$
(1)

б) для второго этапа

$$\begin{cases} \frac{di_r}{dt} = -\frac{r_1 \cdot i_r}{L_r} - \frac{u_{Cr}}{L_r} + 0.5 \frac{U_s}{L_r}; \\ \frac{du_{Cr}}{dt} = \frac{i_r}{C_r} - \frac{i_{Lf}}{C_r}; \\ \frac{di_{Lf}}{dt} = -\frac{i_{Lf} \cdot r_2}{L_f} - \frac{u_{Cf}}{L_f} + \frac{u_{Cr}}{L_f}; \\ \frac{du_{Cf}}{dt} = \frac{i_{Lf}}{C_f} - \frac{u_{Cf}}{R_q \cdot C_f}; \\ u_{Cf} = u_q. \end{cases}$$

$$(2)$$

в) для третьего этапа

$$\begin{cases} \frac{di_{Lf}}{dt} = -\frac{i_{Lf} \cdot r_2}{L_f} - \frac{u_{Cf}}{L_f} - \frac{u_{Cr}}{L_f}; \\ \frac{du_{Cf}}{dt} = \frac{i_{Lf}}{C_f} - \frac{u_{Cf}}{R_q C_f}; \\ u_{Cf} = u_q. \end{cases}$$
(3)

г) для четвертого этапа

$$\begin{cases} \frac{di_{Lf}}{dt} = -\frac{i_{Lf} \cdot r_2}{L_f} - \frac{u_{Cf}}{L_f}; \\ \frac{du_{Cf}}{dt} = \frac{i_{Lf}}{C_f} - \frac{u_{Cf}}{R_q C_f}; \\ u_{Cf} = u_q. \end{cases}$$
(4)

д) для пятого этапа

$$\begin{cases} \frac{du_{Cf}}{dt} = \frac{u_{Cf}}{R_q \cdot C_f};\\ u_q = u_{Cf}. \end{cases}$$
(5)

В векторно-матричном виде приведенные системы уравнений примут следующий вид:

а) для первого этапа  $\mathbf{x}_1(t) = \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{x}_1(t) + \mathbf{B}_1 \cdot 0,5U_s$ ;  $\mathbf{y}_1(t) = \mathbf{C}_1 \cdot \mathbf{x}_1(t)$ ; б) для второго этапа  $\mathbf{x}_2(t) = \mathbf{A}_2 \cdot \mathbf{x}_2(t) + \mathbf{B}_2 \cdot 0,5U_s$ ;  $\mathbf{y}_2(t) = \mathbf{C}_2 \cdot \mathbf{x}_2(t)$ ; в) для третьего этапа  $\mathbf{x}_3(t) = \mathbf{A}_3 \cdot \mathbf{x}_3(t) + \mathbf{B}_3 \cdot 0,5U_s$ ;  $\mathbf{y}_3(t) = \mathbf{C}_3 \cdot \mathbf{x}_3(t)$ ; г) для четвертого этапа  $\mathbf{x}_4(t) = \mathbf{A}_4 \cdot \mathbf{x}_4(t) + \mathbf{B}_4 \cdot 0,5U_s$ ;  $\mathbf{y}_4(t) = \mathbf{C}_4 \cdot \mathbf{x}_4(t)$ ; д) для пятого этапа  $\mathbf{x}_5(t) = \mathbf{A}_5 \cdot \mathbf{x}_5(t) + \mathbf{B}_5 \cdot 0,5U_s$ ;  $\mathbf{y}_5(t) = \mathbf{C}_5 \cdot \mathbf{x}_5(t)$ ,

где

$$A_{1} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{1}}{L_{r}} & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & -\frac{r_{2}}{L_{f}} & -\frac{1}{L_{f}}\\ 0 & 0 & \frac{1}{C_{f}} & 0 \end{bmatrix};$$
$$A_{2} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{1}}{L_{r}} & -\frac{1}{L_{r}} & 0 & 0\\ \frac{1}{C_{r}} & 0 & -\frac{1}{C_{r}} & 0\\ -\frac{r_{2}}{L_{f}} & \frac{1}{L_{f}} & 0 & -\frac{1}{L_{f}}\\ 0 & 0 & \frac{1}{C_{f}} & -\frac{1}{R_{q} \cdot C_{f}} \end{bmatrix};$$

причем матрицы  $A_{1-5}$  описывают топологию цепи, матрицы  $B_{1-5}$  – подключение источника к резонансному контуру, матрицы  $C_{1-5}$  – направление токов в контуре.

Решениями векторно-матричных дифференциальных уравнений являются функции:

а) для первого этапа

$$\begin{split} x_{1}(t) &= e^{A_{1}t} \cdot x_{1}(0) + \int_{0}^{t} e^{A_{1}(t-\tau)} B_{1} \cdot E \cdot d\tau = e^{A_{1}t} \cdot x_{1}(0) + \\ &+ A_{1}^{-1} \Big( e^{A_{1}t} - I \Big) B_{1}E; \\ & \text{б)} \text{ для второго этапа} \\ x_{2}(t) &= e^{A_{2}(t-t_{1})} \cdot x_{2}(t_{1}) + \int_{0}^{t-t_{1}} e^{A_{2}(t-t_{1}-\tau)} B_{2} \cdot E \cdot d\tau = \\ &= e^{A_{2}(t-t_{1})} \cdot x_{2}(t_{1}) + A_{2}^{-1} \Big( e^{A_{2}(t-t_{1})} - I \Big) B_{2}E; \\ & \text{в)} \text{ для третьего этапа} \\ x_{3}(t) &= e^{A_{3}(t-t_{2})} \cdot x_{3}(t_{2}) + \int_{0}^{t-t_{2}} e^{A_{3}(t-t_{2}-\tau)} B_{3} \cdot E \cdot d\tau = \\ &= e^{A_{3}(t-t_{2})} \cdot x_{3}(t_{2}) + A_{3}^{-1} \Big( e^{A_{3}(t-t_{2})} - I \Big) B_{3}E = \\ &= e^{A_{3}(t-t_{2})} \cdot x_{3}(t_{2}); \\ & \text{г)} \text{ для четвертого этапа} \\ x_{4}(t) &= e^{A_{4}(t-t_{3})} \cdot x_{4}(t_{3}) + \int_{0}^{t-t_{3}} e^{A_{4}(t-t_{3}-\tau)} B_{4} \cdot E \cdot d\tau = \\ &= e^{A_{4}(t-t_{3})} \cdot x_{4}(t_{3}) + A_{4}^{-1} \Big( e^{A_{4}(t-t_{3})} - I \Big) B_{4}E = \\ &= e^{A_{4}(t-t_{3})} \cdot x_{4}(t_{3}); \\ & \text{п)} \text{ для чятого этапа} \end{split}$$

$$\begin{aligned} x_5(t) &= e^{A_5(t-t_4)} \cdot x_5(t_4) + \int_0^{t-t_4} e^{A_5(t-t_4-\tau)} B_5 \cdot E \cdot d\tau = \\ &= e^{A_5(t-t_4)} \cdot x_5(t_4) + A_5^{-1} \Big( e^{A_5(t-t_4)} - I \Big) B_5 E = \\ &= e^{A_5(t-t_4)} \cdot x_5(t_4). \end{aligned}$$

Так как цикл работы резонансного инвертора условно разбит на 5 последовательных этапов, причем конечные условия на каждом из этапов являются начальными для последующего, то для определения моментов начала и окончания каждого из этапов необходимо определить их длительности, которые являются следующими:

а) длительность первого этапа

$$\Delta t_1 = \frac{2I_q \cdot L_r}{U_s}; \tag{6}$$

б) длительность второго этапа

$$\Delta t_2 = \frac{T_r}{2} + \frac{\arcsin(I_q / I_m)}{\omega_r}; \qquad (7)$$

в) длительность третьего этапа

$$\Delta t_3 = \frac{T_r}{2} - \frac{2 \arcsin(I_q / I_m)}{\omega_r}; \qquad (8)$$

г) длительность четвертого этапа

$$\Delta t_4 = \frac{U_s}{2} \left[ 1 - \cos\left(\omega_r \left[ T_r - \frac{\arcsin(I_q / I_m)}{\omega_r} + \frac{2I_q L_r}{U_s} \right] \right) \right] \cdot \frac{C_r}{I_q}; (9)$$

д) длительность пятого этапа

$$\Delta t_5 = t_i - t_4 \,. \tag{10}$$

Основываясь на полученных длительностях этапов (6-10) получены моменты окончания каждого из этапов.

Момент окончания первого условного этапа:

$$t_1 = t_0 + \frac{2I_q \cdot L_r}{U_s}, \qquad (11)$$

где  $I_q$  – мгновенное значение тока через индуктивность фильтра,  $L_r$  – индуктивность резонансного индуктора,  $U_s$  – постоянное напряжение на входе инвертора.

Момент окончания второго условного этапа:

$$t_2 = t_0 + t_1 + \frac{T_r}{2} + \frac{\arcsin(I_q / I_m)}{\omega_r},$$
 (12)

где  $I_m$  – амплитуда резонансного тока,  $T_r$  – резонансный период,  $\omega_r$  – циклическая резонансная частота.

Момент окончания третьего условного этапа:

$$t_{3} = t_{0} + T_{r} - \frac{\arcsin(I_{q} / I_{m})}{\omega_{r}} + \frac{2I_{q}L_{r}}{U_{s}}.$$
 (13)

Момент окончания четвертого условного этапа:

$$t_4 = t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 \ . \tag{14}$$

Момент окончания пятого условного этапа:

$$t_5 = t_i. \tag{15}$$

На рис. 5 представлены фазовые теоретическая (a) и экспериментальная  $(\delta)$  диаграммы цикла работы резонансного инвертора с нелинейным регулированием, построенные на основе полученных решений системы дифференциальных уравнений.



Рис. 5. Фазовые теоретическая (*a*) и экспериментальная (*δ*) диаграммы цикла работы резонансного инвертора с нелинейным регулированием

Полученные фазовые диаграммы позволяют наглядно оценить электромагнитные процессы, проходящие в силовой части преобразователя частоты.

Для определения погрешности приближенной модели несущих импульсов введем коэффициент тока

$$k_i = \frac{I_m}{I_{out\_\max}},\tag{16}$$

где *I*<sub>out\_max</sub> – амплитуда тока в нагрузке.

Этот коэффициент показывает отношение амплитуды переменной составляющей резонансного тока к максимальному значению тока в нагрузке.

Выразим коэффициент тока через параметры резонансной цепи и цепи нагрузки. Так как

$$I_{out\_max} = \frac{U_{out\_max}}{R_{_H}} = \frac{k_u \cdot U_s}{2R_{_H}},$$
 (17)

где  $k_u = (2U_{out})/U_s$  – относительное напряжение выходного сигнала, равное отношению амплитуды выходного напряжения к амплитуде напряжения на конденсаторе резонансного контура,  $R_{\rm H}$  – сопротивление нагрузки, то

$$k_{i} = \frac{2R_{H}}{k_{u} \cdot U_{s}} \cdot \frac{U_{s}}{2\sqrt{L_{r}/C_{r}}} = \frac{R_{H}}{k_{u}\sqrt{L_{r}/C_{r}}} .$$
 (18)

Коэффициент  $k_i$  определяет начальную фазу синусоидальной кривой тока через катушку индуктивности в резонансном контуре [6] и длительность первого и четвертого этапов  $\Delta t_1$  и  $\Delta t_4$ , при которых происходит линейное увеличение тока через резонансную индуктивность и линейное снижение резонансного напряжения соответственно. Проанализированные электромагнитные процессы показали, что начало несущих высокочастотных импульсов напряжения на резонансном конденсаторе запаздывает на время  $\Delta t_1$ , а длительность вариативного участка несущего импульса равна  $\Delta t_4$ . В модели [6] использовались допущения, что несущие импульсы напряжения описываются по закону косинуса и среднее значение определяется по формуле

$$u_{Crcp_np} = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} u_{Cr}(t) dt = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} \frac{U_s}{2} (1 - \cos \omega_r t) dt = \frac{U_s}{2} , (19)$$

где  $U_s$  – постоянное напряжение на входе резонансного инвертора (см. рис. 1).

Определение погрешности приближенной модели несущих импульсов проведем следующим образом: 1) определяем приближенное значение по формуле (19); 2) точное значение определяем как сумму интегралов

$$u_{Cr_{cp}} = \frac{1}{T_r} \left( \int_0^{t_3} u_{Cr}(t) dt + \frac{u_{Cr}(t_3)}{2} \Delta t_4 \right), \quad (20)$$

где моменты и интервалы времени определяются по формулам (6-15);  $u_{Cr}(t_3) = 1 - \cos \omega_r t_3$ ; 3) относительная погрешность определяется как

$$\sigma = \frac{\left| u_{Cr_{cp}\_np} - u_{Cr_{cp}\_m} \right|}{u_{Cr_{cp}\_m}}.$$
 (21)

Для различных значений коэффициента k<sub>i</sub> рассчитана относительная погрешность в зависимости от фазы выходного напряжения.

На рис. 6 приведены графики рассчитанных погрешностей в линейном (*a*) и логарифмическом ( $\delta$ ) масштабе, рассчитаны для  $k_i = 1$ ; 1,2; 4.

Таким образом, наибольшее значение погрешности наблюдается при максимуме выходного напряжения.

Для учета погрешности приближенной модели в способе расчета временной управляющей последовательности введем коэффициент  $\delta$ , который определяется отношением приближенного среднего значения напряжения несущего импульса к точному.

$$\delta = \frac{u_{Crcp\_np}}{u_{Crcp\_m}} \,. \tag{22}$$

Ранее в [6] предлагалось рассчитывать временную последовательность коммутации основных ключей преобразователя по закону

$$n_{i+1} = \frac{1}{2\pi k_f} \cdot \arccos(\cos 2\pi k_f n_i - \frac{2\pi k_f}{k_u}), \quad (23)$$

где  $k_f = f_{out}/f_r$  – относительная частота выходного напряжения равная отношению частот выходного

напряжения и резонансного контура,  $n_i = t_i/T_r$  – относительное время замыкания ключей, определяемое как отношение времени, отсчитываемого от начала полуволны опорной синусоиды, к длительности несущего импульса, равной периоду собственных колебаний резонансного контура.



Рис. 6. Графики рассчитанных погрешностей в линейном (*a*) и логарифмическом (*б*) масштабе

С учетом (22) после преобразования получим усовершенствованный закон формирования последовательности управляющих импульсов для нелинейного управления резонансным инвертором

$$n_{i+1} = \frac{1}{2\pi k_f} \arccos\left(\cos 2\pi k_f n_i - \frac{2\pi k_f \delta}{k_u}\right).$$
(23)

Способом уменьшения погрешности является подбор параметров в соответствии с (18). При  $k_i = 1$  максимальная погрешность составляет 0,22 %. Уже при  $k_i = 1,2$  максимальная погрешность составляет 0,008 %, что практически не влияет на выходное напряжение преобразователя частоты. Экспериментально получено, что для обеспечения допустимого коэффициента гармоник (3 %) выходного напряжения относительная погрешность приближенной модели не должна превышать 0,01 %. Таким образом, нижней границей применения приближенной модели [6] можно принять условие  $k_i = 1,2$ .

**Выводы**. В настоящей статье построена точная аналитическая модель электромагнитных процессов в преобразователе частоты, в частности модель несущих импульсов напряжения. Рассчитана погрешность приближенной модели в зависимости от параметров резонансного контура и цепи нагрузки и предложен способ уменьшения этой погрешности. Усовершенствован закон формирования последовательности управляющих импульсов для нелинейного управления резонансным инвертором с учетом рассчитанной погрешности.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

*I.* Браун М. Источники питания. Расчет и конструирование. – Киев: МК-Пресс, 2007. – 288 с.

2. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – Москва: Техносфера, 2005. – 632 с.

3. Steigerwald R.I. A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies // IEEE APEC. – 1987. – pp. 135-144.

4. Павлов Г.В. Обрубов А.В., Нікітіна О.В., Покровський М.В. Перетворювачі постійної напруги на основі резонансних інверторів. – Миколаїв: НУК, 2013. – 372 с.

5. Rashid M. Power Electronics Handbook. Devices, Circuits, and Applications. Cambridge: Elsevier Inc., 2007.

6. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Винниченко И.Л. Нелинейное управление резонансным инвертором преобразователя частоты // Збірник наукових праць Інституту електродинаміки НАНУ. – 2015. – Вип. 42. – С. 96-100.

#### REFERENCES

*I.* Brown M. *Istochniki pitaniya. Raschet i konstruirovanie* [Power supplies. Computation and design]. Kiev, MK-Press Publ., 2007. 288 p. (Rus).

2. Meleshin V.I. *Tranzistornaya preobrazovatelnaya tehnika* [Transistor converter technique]. Moscow, Tehnosfera Publ., 2005. p. 632. (Rus).

*3.* Steigerwald R.I. A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies. *IEEE APEC*. 1987. pp. 135-144.

**4.** Pavlov G.V., Obrubov A.V., Nikitina O.V., Pokrovskiy M.V. *Peretvoriuvachi postiinoi napruhy na osnovi rezonansnykh invertoriv* [DC voltage converters based on the resonant inverters: monograph]. Mykolayiv, NUoS Publ., 2013. 372 p. (Ukr).

5. Rashid M. Power Electronics Handbook. Devices, Circuits, and Applications. Cambridge, Elsevier Inc., 2007.

6. Pavlov G. V., Obrubov A. V., Vinnichenko I. L. Nonlinear control of the resonant inverter of the frequency converter. *Zbirnyk naukovykh prats Instytutu elektrodynamiky NANU – Proceedings of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine*, 2015, no.42, p. 96-100. (Rus).

Поступила (received) 01.5.2016

Павлов Геннадий Викторович<sup>1</sup>, д.т.н., проф., Винниченко Ирина Леонидовна<sup>1</sup>, Обрубов Андрей Валерьевич<sup>1</sup>, к.т.н., доц., Покровский Михаил Владимирович<sup>1</sup>, к.т.н., <sup>1</sup> Национальный университет кораблестроения имени адм. Макарова, 54000, Николаев, пр. Героев Сталинграда, 9 тел/phone +38 099 2131202, e-mail: pavlov.gv.nuk@gmail.com, nil\_sound@mail.ru, oscillon@rambler.ru, variable@inbox.ru

#### G.V. Pavlov<sup>1</sup>, I.L. Vinnichenko<sup>1</sup>, A.V. Obrubov<sup>1</sup>,

M.V. Pokrovskiy<sup>1</sup>

<sup>1</sup> National University of Shipbuilding named by adm. Makarov,
9, Geroev Stalingrada Avenue, Nikolaev, 54000, Ukraine.
Mathematical model of frequency converter based on the resonant inverter with nonlinear control.
Purpose. The development of the mathematical model of the

frequency converter based on the resonant inverter, which allows to explore the laws of electromagnetic processes in its power section and to evaluate the error of the previously proposed approximated model as well. Methodology. The developed mathematical model was built with the usage of the statespace method. The cycle of the resonant inverter operation, which is a component of the frequency converter, was conditionally divided into 5 phases. Each phase is characterized by the certain equivalent circuit of the converter's power section. The dependences, which characterize the duration of each phase, are obtained. To determine the error of the approximate model of the high-frequency pulses the current factor, which determines the initial phase of the sinusoidal current through the inductor in the resonant circuit and the duration of the phases, during which one can observe the linear increase of the current through the resonant inductor and linear decrease of the resonant voltage. Results. The solutions of the vector-matrix equations, which describe the electromagnetic processes in the power section of the resonant inverter, were received. The phase diagrams of the resonant inverter's working cycle were built. The exact analytical model of the electromagnetic processes in the frequency converter was developed. The error of the approximate model, which depends on the parameters of the resonant and load circuits, was calculated and the method for reducing this error was offered. The law of the control pulses sequence formation for the control of the nonlinear resonant inverter, which considers the calculated error, was improved. Originality. The developed mathematical model of the frequency converter based on the resonant inverter with the nonlinear control allowed to estimate the error of the approximated model and to determine the lower limit of the ratio between the amplitude of the resonant current and the maximum current in the load, which allows to provide the model error of 0.01%. Practical value. The developed mathematical model of the frequency converter based on the resonant inverter with the nonlinear control allows to select the converter's elements, which provide a given level of the model error. References 6, figures 6.

Key words: frequency converter, resonant inverter, mathematical model.

Е.И. Сокол, В.В. Замаруев, В.В. Ивахно, О.А. Бутова, Ю.С. Войтович

### НОВЫЙ БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫЙ МНОГОПУЛЬСНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ С ЭЛЕКТРОННЫМ СДВИГОМ ФАЗ

У статті представлений новий многопульсний випрямляч, який, як і звичайні многопульсні випрямлячі із вхідними трифазними трансформаторами, дозволяє знизити величину гармонік вхідного струму. Для зниження коефіцієнту гармонічних спотворень вхідного струму випрямляча й поліпшення його массогабаритних показників, пропонується використовувати електронний зсув фаз. Базовим модулем випрямляча є 6-пульсний випрямляч на повністю керованих ключах зі зворотною блокувальною здатністю. Частота комутації ключів збігається із частотою мережі або вдвічі вище її. Пропоноване рішення дозволяє виключити електромагнітні фазозсуваючі пристрої, такі як трансформатори або автотрансформатори, за рахунок чого суттєво знижується маса установки в цілому. Перетворювач з електронним зсувом фаз суттєво відрізняється від систем корекції коефіцієнта потужності, що використовують високочастотну модуляцію, маючи кращу електромагнітну сумісність і фактичну відсутність динамічних втрат у силових ключах. Бібл. 13, рис. 12.

Ключові слова: якість електричної енергії, вищі гармоніки струму, одиничний коефіцієнт потужності, коефіцієнт гармонічних спотворень, ТНD, многопульсний випрямляч, електронний зсув фаз.

В статье представлен новый многопульсный выпрямитель, который, как и обычные многопульсные выпрямители с входными трехфазными трансформаторами, позволяет снизить величину гармоник входного тока. Для снижения коэффициент нелинейных искажений входного тока выпрямителя и улучшения его массогабаритных показателей, предлагается использовать электронный сдвиг фаз. Базовым модулем выпрямителя является 6-пульсный выпрямитель на полностью управляемых ключах с обратной блокирующей способностью. Частота коммутации ключей совпадает с частотой сети либо вдвое выше ее. Предлагаемое решение позволяет исключить электромагнитные фазосдвигающие устройства, такие как трансформаторы или автотрансформаторы, за счет чего существенно снижается масса установки в целом. Преобразователь с электронным сдвигом фаз существенно отличается от систем коррекции коэффициента мощности, использующих высокочастотную модуляцию, имея лучшую электромагнитную совместимость и фактическое отсутствие динамических потерь в силовых ключах. Библ. 13, рис. 12. Ключевые слова: качество электрической энергии, высшие гармоники тока, единичный коэффициент мощности, ко-

*Ключевые слова:* качество электрическои энергии, высшие гармоники тока, единичныи коэффициент мощности, коэффициент гармонических искажений, THD, многопульсный выпрямитель, электронный сдвиг фаз.

Введение. Подавляющее количество потребляемой электрической энергии используется в преобразованном виде. Это связано с требованиями потребителей к изменению характеристик напряжения питания: частоты, формы или величины. Наиболее часто используются преобразователи переменного напряжения в постоянное (AC/DC) или переменного в переменное со звеном постоянного тока. В обоих случаях в состав преобразователя входит АС/DC конвертор, в простейшем случае – выпрямитель. Преобразователи, подключаемые к сети переменного тока, характеризуются несколькими параметрами: потребляемой мощностью, коэффициентом мощности и отличием гармонического состава потребляемого тока от синусоиды. Первые два параметра определяют потери в линии питания, а третий – влияние преобразователя на потребителей, которые также подключены к этой линии [1].

Широко используются 6-пульсные и многопульсные неуправляемые и управляемые выпрямители, трехфазные активные выпрямители [2], различные варианты выпрямителей VIENNA [3] и т.д. Основным недостатком классических неуправляемых выпрямителей является значительный коэффициент гармонических искажений потребляемого из сети тока. В случае управляемого выпрямителя к этому добавляется неединичный коэффициент мощности. Многопульсные выпрямители (p>6) позволяют уменьшить коэффициент гармонических искажений входного тока (THD – total harmonic distortion), но требуют применения фазосдвигающих трансформаторов с номинальной установленной мощностью, что существенно ухудшает массовые показатели преобразователя. Уменьшение массы преобразователя можно достичь применением автотрансформаторных фазосдвигающих устройств [4]. Известны решения трансформаторных фазосдвигающих устройств, имеющих меньшую массу по сравнению с указанными выше [5]. Во всех вышеуказанных случаях масса трансформаторного оборудования является существенной. Динамические потери переключения ключей пренебрежимо малы.

Снижение массы магнитных элементов преобразователя достигается в полупроводниковых корректорах коэффициента мощности [2, 3]. Для всех корректоров коэффициента мощности, использующих технологию повышающего ШИМ, характерен единичный коэффициент мощности и низкий коэффициент гармоник потребляемого тока в низкочастотной области (до 50-й гармоники частоты питающей сети) за счет сдвига генерируемых гармоник тока в высокочастотную область. Современные силовые полупроводниковые приборы позволяют увеличить частоту переключений выше 50-й гармоники частоты питающей сети и вплоть до нескольких десятков килогерц (в зависимости от величины мощности и напряжения). Эти преобразователи имеют повышенную мощность потерь из-за коммутационных потерь в силовых ключах. В связи с повышенной частотой переключения становится актуальным обеспечение электромагнитной совместимости электронных устройств (ЭМС).

Прямое нормирование генерируемых в питающую сеть гармоник тока производится в диапазоне частот 100-2500Гц (при частоте напряжения сети © Е.И. Сокол, В.В. Замаруев, В.В. Ивахно, О.А. Бутова, Ю.С. Войтович 50 Гц) [1, 6, 7, 8]. С другой стороны, необходимо обеспечивать ЭМС, для чего современные стандарты требуют обеспечить контроль помех проводимости в диапазоне частот 9-150 кГц, 150 кГц-30МГц [9, 10]. Соблюдение требований ЭМС предполагает косвенное нормирование генерируемых в питающую сеть гармоник тока.

Требование обеспечения ЭМС приводит к необходимости применения в AC/DC преобразователях, использующих высокочастотную модуляцию, входных фильтров, рассчитанных на подавление гармоник с частотами единицы-сотни килогерц, применению конструктивных мер, снижающих уровень симметричных помех в сети питания. Такие меры ухудшают техникоэкономические показатели высокочастотных корректоров коэффициента мощности. Одним из способов улучшения ЭМС может являться обеспечение специальных режимов коммутации силовых ключей [11].

Постановка задачи. В данной статье предлагается вариант многопульсного выпрямителя, который не требует фазосдвигающего трансформатора, а использует для создания фазового сдвига средства управления. При этом частота коммутации ключей соизмерима с частотой сети. Рассматриваются особенности построения схемы преобразователя, возможные алгоритмы управления и их влияние на коэффициент гармонических искажений входного тока. Даются рекомендации по выбору пульсности выпрямителя и мощности дополнительных фильтров при использовании преобразователя в электрических сетях различной мощности.

#### Результаты исследований.

1. Принцип действия предлагаемого выпрямителя.

#### 1.1 Электронный сдвиг фаз.

Для снижения коэффициента гармоник входного тока выпрямителя применяются многопульсные системы. Использование фазосдвигающего трансформатора и нескольких 6-пульсных неуправляемых выпрямителей, позволяет за счет векторного суммирования устранить или уменьшить избранные гармоники тока [12]. Для минимизации коэффициента гармоник, угол сдвига  $\psi$  между напряжением мостовых выпрямителей выбирается в соответствии с (1) и зависит от количества *n* 6-пульсных выпрямителей.

 $\psi = 60/n. \tag{1}$ 

Поскольку в единичном неуправляемом выпрямителе коэффициент сдвига равен единице, а фазный сдвиг напряжений осуществляется трансформатором, то и в многопульсном выпрямителе коэффициент сдвига равен единице.

В [13] было предложено осуществлять фазный сдвиг, соответствующий многопульсному выпрямителю, за счет применения двух 6-пульсных управляемых выпрямителей подключенных к одному источнику питания без использования трансформатора. Такая схема эквивалентна 12-пульсному выпрямителю. Для компенсации отрицательного фазного сдвига, присущего управляемому выпрямителю на однооперационных тиристорах, второй выпрямитель работает с положительными углами управления, что обеспечивается узлом коммутации. Векторная диаграмма входных токов выпрямителей приведена на рис. 1. Углы управления  $\alpha = \psi/2$ . Входной ток преобразователя I

$$\vec{I} = \vec{I}_1 + \vec{I}_2$$
 (2)

совпадает по фазе с входным напряжением выпрямителя.



Рис. 1. Векторная диаграмма токов 12-пульсного выпрямителя при электронном фазном сдвиге

Для получения положительных углов управления целесообразно использовать полностью управляемые ключи [12] IGBT, GTO и т.д. с обратной блокирующей способностью. Простейшая схема 12пульсного выпрямителя приведена на рис. 2, а ее временные диаграммы на рис. 3.



Рис. 3. Временные диаграммы напряжения 12-пульсного выпрямителя: (*a*) – GTO выпрямитель, (*b*) – SCR выпрямитель

#### 1.2 Многофазный выпрямитель с электронным сдвигом фаз.

Используя рассмотренный принцип построения многопульсных выпрямителей с фазным сдвигом, который формируется средствами управления, можно представить обобщенную функциональную схему такого выпрямителя (рис. 4). Представленная схема содержит n=2k выпрямителей и эквивалентна 6n-пульсному выпрямителю. Углы управления вычисля-

ются в соответствии с (1). Число n не обязательно четное (n=2k). В случае n=2k+1 один из выпрямителей работает с нулевым углом управления и в ряде случаев может быть выполнен неуправляемым (на диодах).



Рис. 4. Обобщенная функциональная схема многопульсного выпрямителя с электронным сдвигом фаз

Векторные диаграммы для многопульсных выпрямителей с четным n приведены на рис. 5. В случае четного n,

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \psi/2, \ \alpha_{2k} = \alpha_{2k-1} = k\psi + \psi/2.$$
(3)  
B случае нечетного *n*,

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \psi, \ \alpha_{2k} = \alpha_{2k-1} = k\psi, \ \alpha_{2k+1} = 0.$$
 (4)



Рис. 5. Векторная диаграмма токов при электронном фазном сдвиге: (a) - n=2k, (b) - n=2k+1

Как видно из рис. 5, при *n*>2 токи выпрямителей с различными углами управления различны. Для выравнивания токов может применяться как повышение напряжения на входе выпрямителей, которые работают с большими углами управления, так и снижение входного или выходного напряжения выпрямителей, которые работают с меньшими углами управления. Повышение или снижение напряжения может производиться при помощи согласующих автотрансформаторов малой мощности. Можно показать, что для 18-пульсного выпрямителя установленная мощность автотрансформатора составляет 2-4 % от мощности нагрузки.

Если выполнить все ключи модулей выпрямителей схемы рис. 4 полностью управляемыми и, таким образом, унифицировать модуль выпрямителя, то появляется возможность исключить согласующие автотрансформаторы. В этом случае уменьшить напряжение на выходе единичного выпрямительного модуля без изменения угла сдвига тока согласно (1) можно введением низкочастотной широтноимпульсной модуляции. В качестве управляемых ключей в выпрямителях мощностью сотни киловатт целесообразно использовать модули IGBT (рис. 6), а при высоком напряжении - GTO с обратной блокирующей способностью.



Рис. 6. Унифицированный модуль выпрямителя

Рассмотрим алгоритм включения ключей (рис. 7) на интервале между точками естественной коммутации *ср*<sub>1</sub> – *ср*<sub>3</sub>. Унифицированный модуль выпрямителя работает с опережающим углом управления α. Транзистор VT1 включается в точке  $p_2$ , причем  $cp_1-p_2=\Delta\alpha_2$ . Окончательное выключение этого транзипроизводится в точке p5, стора причем  $cp_3 - p_5 = \Delta \alpha_1 + \Delta \alpha_2$ . В отличие от простейшего алгоритма (рис. 3,а), формируется более раннее выключение ключа (на  $\Delta \alpha_1$ ) и более позднее включение (на  $\Delta \alpha_2$ ). В общем случае  $\Delta \alpha_1 \neq \Delta \alpha_2$ . На интервале  $p_3 - p_4$  ключи анодной группы выключены. При наличии диода VD он проводит ток, при его отсутствии - включается транзистор VT4, который обеспечивает протекание тока индуктивности. Аналогично производится переключение ключей модуля выпрямителя, который работает с отстающим углом управления. Диод VD на рис. 6 является опциональным. Его функции создания контура для протекания тока индуктивности могут быть реализованы при одновременном включении транзисторов анодной и катодной групп выпрямителя. Видно, что минимальное количество коммутаций (включений и выключений) одного транзистора модуля на периоде напряжения питающей сети равно двум при наличии диода VD или четырем при его отсутствии.



Рис. 7. Временные диаграммы унифицированного модуля выпрямителя

Поскольку частота коммутации ключей унифицированный модуля выпрямителя соизмерима с частотой сети, то динамическими потерями в них можно пренебречь.

## 2. Коэффициент гармонических искажений входного тока.

Анализ гармонического состава входного тока многопульсных выпрямителей с электронным фазным сдвигом производился при помощи разложения в ряд Фурье кривых тока, полученных при допущении равных выходных токов модулей выпрямителя, их идеальной фильтрации и единичной первой гармонике тока. Результаты расчетов THD тока от пульсности выпрямителя приведены на рис. 8.



Рис. 8. Зависимость THD тока от пульсности выпрямителя

Рассмотрев данные рис. 8, можно сделать вывод о том, что требованиям [1], за исключением наиболее слабых линий питания с  $I_{SC}/I_L < 20$  (отношение тока короткого замыкания линии питания к току нагрузки), удовлетворяют выпрямители с пульсностью более 30. При пульсности выпрямителя равной 24, необходим входной фильтр с установленной мощностью менее 1 % от мощности нагрузки. При характеристиках линии питания 50 $< I_{SC}/I_L < 100$ , требованиям [1] удовлетворяют выпрямители с пульсностью 18 и более. Практически те же результаты получены при имитационном моделировании в среде Simulink.

Минимальное значение THD тока достигается при фазном сдвиге определяемым из (1). Из векторной диаграммы токов 12-пульсных выпрямителей (рис. 1) можно сделать вывод о единственном возможном значении углов управления, которые обеспечивают выполнение условия (2) при единичном коэффициенте сдвига ( $\alpha = \pm \psi/2$ ). Увеличение пульсности выпрямителя до 24 соответствует векторной диаграмме токов, приведенной на рис. 5,*а*. Поскольку в таком выпрямителе используются две пары выпрямительных мостов с симметричным управлением, то попарное выполнение условия (2) при единичном коэффициенте сдвига может быть реализовано, в простейшем случае, при выполнении условий  $\alpha_1 = \alpha_2$  и  $\alpha_3 = \alpha_4$ .

Величины углов управления  $\alpha_i$  зависят от уголов сдвига  $\psi_i$  между напряжением мостовых выпрямителей, причем значения могут  $\psi_i$  отличаться от рекомендованных (1)

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \psi_1/2, \ \alpha_3 = \alpha_4 = \psi_1/2 + \psi_2,$$
 (5)

следовательно, значения углов (5) могут не соответствовать (3).

Величина коэффициента гармонических искажений входного тока 24-пульсного выпрямителя имеет явно выраженный экстремум в зависимости от значений уголов сдвига  $\psi_i$  (рис. 9,*a*). При формировании минимального THD входного тока, углы сдвига взаимосвязаны, и могут согласовано изменяться на 0,1 эл. рад. (рис. 9,*б*).



Рис. 9. Зависимость THD входного тока 24-пульсного выпрямителя от значений уголов сдвига  $\psi_i$ a - 3D график;  $\delta$  – сечение в горизонтальной плоскости

Для разработки и эксплуатации систем с многопульсными выпрямителями, кроме THD, важным является и значение максимального отклонения значения входного тока выпрямителя от синусоиды (векторной суммы высших гармоник тока в контролируемом диапазоне частот). Знание максимального отклонения тока позволяет определить требуемые характеристики активного фильтра, корректирующего THD выпрямителя в соответствии с требованиями стандартов.

В качестве примера на рис. 10 приведена машинограмма мгновенных значений входного тока 24пульсного выпрямителя при учете гармоник тока вплоть до 50-й. 24-пульсный выпрямитель состоит из четырех унифицированных модулей, два из которых требуют согласования уровня напряжения либо при помощи ШИМ, либо при помощи автотрансформаторов.



Рис. 10. Мгновенное значение входного тока 24-пульсного выпрямителя

На рис. 11 приведена машинограмма отклонения мгновенного значения входного тока 24-пульсного выпрямителя от синусоиды (первой гармоники).



На рис. 12 представлена зависимость максимального отклонения значения входного тока выпрямителя от синусоиды (первой гармоники тока) от пульсности выпрямителя. Эта зависимость получена в результате анализа машинограмм, аналогичных рис. 11.



Рис. 12. Зависимость максимального отклонения значения входного тока выпрямителя от первой гармоники в функции пульсности выпрямителя

Видно, что амплитудное значение входного тока идеальных корректирующих активного либо пассивного фильтров, составляет от 57 % до 12 % амплитуды входного тока преобразователя в зависимости от пульсности выпрямителя. Анализ графиков рис. 8 и рис. 12 совместно с требованиями, например, [1] и учетом рис. 11 является необходимым при определении установленной мощности входного фильтра преобразователя.

Выводы. В статье предлагается применение многопульсных выпрямителей с электронным фазным сдвигом и пульсностью более 12. Базовым модулем является 6-пульсный выпрямитель на полностью управляемых ключах с обратной блокирующей способностью. Частота переключения ключей совпадает либо в два раза превышает частоту сети. Предложенные решения позволяют отказаться от электромагнитных фазосдвигающих устройств (силовых трансформаторов или автотрансформаторов) и, тем самым, существенно снизить массу устройства. В отличие от систем PFC с высокочастотной ШИМ, предложенные преобразователи отличаются значительно лучшими показателями электромагнитной совместимости и практическим отсутствием динамических потерь переключения силовых ключей. Показано, что для рассмотренного класса преобразователей целесообразно использовать выпрямители с пульсностью от 18 до 36. Для получения минимального коэффициента гармонических искажений в преобразователях с пульсностью 24 и выше, допускается согласованное изменение уголов сдвига между напряжением мостовых выпрямителей. Для сетей с I<sub>SC</sub>/I<sub>L</sub><20 при пульсности 24 необходим входной фильтр с установленной мощностью менее 1 % от мощности нагрузки.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

*I.* IEEE Std  $519^{\text{TM}}$ -2014, IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems» (*Revision of IEEE Std 519-1992*) p. 29, 2014. doi: 10.1109/IEEESTD.2014.6826459.

**2.** M.H. Rashid, Power Electronics Handbook, 3nd ed., Boston: Elsevier Inc., p. 1409, 2011.

**3.** F.L. Luo, H. Ye. Power Electronics: Advanced Conversion Technologies CRC Press, Boca Raton, p. 745, 2010.

**4.** S. Choi, P. N. Enjeti, and I. J. Pitel, «Polyphase transformer arrangements with reduced kva capacities for harmonic current reduction in rectifier-type utility interface,» *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, no. 5, pp. 680–690, Sep. 1996. **doi: 10.1109/63.535400.** 

5. Oguchi, K.; Maeda, G.; Hoshi, N.; Kubata, T. «Coupling rectifier systems with harmonic cancelling reactors» in *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol.7, no.4, pp.53-63, Jul/Aug 2001. doi: 10.1109/2943.930991.

6. IEC 61000-3-2, Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current <= 16 A per phase).

7. IEC 61000-3-4 Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-4: Limits – Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A.

**8.** IEC 61000-3-6 Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-6: Limits – Assessment of emission limits for the connection of distorting installations to MV, HV and EHV power systems.

**9.** IEC 61000-4-19:2014 Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-19: Testing and measurement techniques – Test for immunity to conducted, differential mode disturbances and signalling in the frequency range 2 kHz to 150 kHz at a.c. power ports.

10. G.F. Bartak, A. Abart, «EMI of emissions in the frequency range 2 kHz–150 kHz» 22nd International Conference and *Exhibition on Electricity Distribution (CIRED 2013),* pp. 1-4, 10-13 June 2013. doi: 10.1049/cp.2013.1151.

11. Blinov, A.; Ivakhno, V., Zamaruev, V.; Vinnikov, D.; Husev, O. A Novel High-Voltage Half-Bridge Converter with Phase-Shifted Active Rectifier. *IEEE International Conference* on Industrial technology (ICIT'2012), Athens, Greece, 19-21 March 2012. IEEE, 2012, pp. 967-970. doi: 10.1109/ICIT.2012.6210062.

*12.* D.A. Paice Power Electronics Converter Harmonics: Multipulse Methods for Clean Power, Wiley-IEEE Press, p. 222, 1999.

*13.* K. Matsui «A dual thyristor converter reducing harmonics of power supply without input transformer,» Electrical Engineering in Japan, vol. 112(3), pp. 143-153, January 1991. **doi:** 10.1109/IAS.1991.178348.

#### REFERENCES

**1.** IEEE Std 519<sup>TM</sup>-2014, IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems (Revision of IEEE Std 519-1992) p. 29, 2014. doi: **10.1109/IEEESTD.2014.6826459.** 

2. M.H. Rashid, *Power Electronics Handbook*, 3nd ed., Boston: Elsevier Inc., p. 1409. 2011.

3. F.L. Luo, H. Ye. *Power Electronics: Advanced Conversion Technologies*. CRC Press, Boca Raton, p. 745. 2010.

**4.** S. Choi, P. N. Enjeti, and I. J. Pitel. Polyphase transformer arrangements with reduced kVA capacities for harmonic current reduction in rectifier-type utility interface. *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, no. 5, pp. 680-690, Sep. 1996. **doi: 10.1109/63.535400.** 

5. Oguchi, K.; Maeda, G.; Hoshi, N.; Kubata, T. Coupling rectifier systems with harmonic cancelling reactors. *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol.7, no.4, pp. 53-63, Jul/Aug 2001. doi: 10.1109/2943.930991.

6. *IEC 61000-3-2, Electromagnetic compatibility (EMC)* – Part 3-2: Limits – Limits for harmonic current emissions (equipment input current <= 16 A per phase).

7. *IEC 61000-3-4 Electromagnetic compatibility (EMC)* – Part 3-4: Limits – Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A.

**8.** *IEC 61000-3-6 Electromagnetic compatibility (EMC)* – Part 3-6: Limits – Assessment of emission limits for the connection of distorting installations to MV, HV and EHV power systems.

**9.** *IEC 61000-4-19:2014 Electromagnetic compatibility (EMC)* – Part 4-19: Testing and measurement techniques – Test for immunity to conducted, differential mode disturbances and signalling in the frequency range 2 kHz to 150 kHz at a.c. power ports.

10. G.F. Bartak, A. Abart. EMI of emissions in the frequency range 2 kHz–150 kHz. 22nd International Conference and Exhibition on Electricity Distribution (CIRED 2013), pp. 1-4, 10-13 June 2013. doi: 10.1049/cp.2013.1151.

11. Blinov, A.; Ivakhno, V., Zamaruev, V.; Vinnikov, D.; Husev, O. A Novel High-Voltage Half-Bridge Converter with Phase-Shifted Active Rectifier. *IEEE International Conference on Industrial technology (ICIT'2012)*, Athens, Greece, 19-21 March 2012, pp. 967-970. doi: 10.1109/ICIT.2012.6210062.

12. D.A. Paice. Power Electronics Converter Harmonics: Multipulse Methods for Clean Power, Wiley-IEEE Press, p. 222, 1999.

*13.* K. Matsui. A dual thyristor converter reducing harmonics of power supply without input transformer. *Electrical Engineering in Japan*, vol. 112(3), pp. 143-153, January 1991. doi: 10.1109/IAS.1991.178348.

Поступила (received) 14.06.2016

Сокол Евгений Иванович<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,

Замаруев Владимир Васильевич<sup>1</sup>, к.т.н., проф., Ивахно Владимир Викторович<sup>1</sup>, к.т.н., проф., Бутова Ольга Анатольевна<sup>1</sup>, к.т.н., доц., Войтович Юрий Сергеевич<sup>1</sup>, аспирант,

<sup>1</sup> Национальный технический университет

«Харьковский политехнический институт» 61002, Харьков, ул. Кирпичева, 21,

тел/phone +38 057 7076044, e-mail: vvz@kpi.kharkov.ua

## Y.I. Sokol<sup>1</sup>, V.V. Zamaruiev<sup>1</sup>, V.V. Ivakhno<sup>1</sup>, O.A. Butova<sup>1</sup>, Yu.S. Voytovich<sup>1</sup>

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

#### A novel multipulse rectifier with electronic phase shifting.

Purpose. This paper presents a novel converter which can reduce the input current harmonics like the conventional multipulse converters with input three phase transformer. To reduce input current THD and improve the weight and size converters multipulse rectifiers with an electronic phase shift is offered to use. Methodology. The mathematical models used for examination of the electromagnetic processes, are grounded on systems of differential equations. Calculation of harmonic current composition was performed using Fourier series and the vector representation of the investigated variables. At mathematical modelling are considered converter functionality and their influence to input current THD. Results. Structure of a novel multipulse rectifier is offered. The basic module of a novel rectifier with electronic phase shifting is a 6-pulse rectifier on fully controlled switches with the reverse blocking ability. Switching frequency is either coincide or twice the power frequency. The proposed solutions allow refusing the electromagnetic phase-shifting devices (power transformers or auto-transformers) and thereby significantly reduce the weight of the device. Originality. The article provides the use of multipulse rectifier, which does not require phase shifting transformer and is used to create a phase shift control means. Unlike power factor correction systems with high-frequency modulation, proposed converters significantly differ, as they have better electromagnetic compatibility and the virtual absence of dynamic switching losses of power switches. Practical value. It is shown that for the considered class of converters should be used 18- to 36-pulse rectifiers. For the minimisation of harmonic distortion in twenty four and above pulse converters may be used coordinated changes of shift angle between the voltages of bridge rectifier. If a 24pulse rectifier is used in power networks with a short-circuit current in the 5-20 times more load, then input current filter with an installed capacity of less than 1% of the power load is needed. References 13, figures 12.

*Key words:* power quality; power system harmonics; unit power coefficient; THD; multipulse rectifier; electronic phase shifting.

#### УДК 621.331

Фурман Юлюш, Бялонь Анджей

## ВАРИСТОРЫ КАК ЗАЩИТА КОНТАКТНОЙ СЕТИ ЗКV DC ОТ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ

У статті представлена проблематика захисту контактної мережі від перенапруг. Йдеться про перенапруги, що викликані, між іншим, атмосферними розрядами. Показана методика досліджень в області розповсюдження перенапруг в контактній мережі. Описана лабораторна модель симулювання розповсюдження перенапруг і їх загасання при використанні варисторних обмежувачів. Представлені результати лабораторних досліджень і досліджень в реальній ситуації. Результати досліджень підтверджують ефективність захисту контактної мережі від перенапруг при використанні варисторних обмежувачів. Бібл. 5, рис. 18.

Ключові слова: шум, контактна мережа, перенапруги, захист системи СЦБ.

В статье представлена проблематика защиты контактной сети от перенапряжений. Речь идет о перенапряжениях вызванных, между прочим, атмосферическими разрядами. Показана методика исследований в области распространения перенапряжений в контактной сети. Описана лабораторная модель симулирования распространения перенапряжений и их затухание при использовании варисторных ограничителей. Представлены результаты лабораторных исследований в реальной ситуации. Результаты исследований подтверждают эффективность защиты контактной сети от перенапряжений подтверждают эффективность защиты контактной сети от перенапряжений при использовании варисторных ограничителей. Библ. 5, рис. 18. Ключевые слова: шум, контактная сеть, перенапряжения, защита системы СЦБ.

Введение. Постоянное развитие сложных систем управления, которые в большей степени состоят из электронных устройств, ясно обусловил необходимость обеспечения надежной защиты контактной сети от перенапряжений и тем самим ограничений перенапряжений в устройствах СЦБ. Прежде всего, это связано с необходимостью ограничений перенапряжений на более низком, чем до сих пор уровне. В связи с тем по заказу Польских Железнодорожных Линий (А.О. ПКП ПЛК) в Институте Железнодорожного Транспорта провелись работы по прототипной системе защиты контактной сети с применением варисторных ограничителей перенапряжений. Для спроектирования и внедрения в употребление данной системы велись трудоемкие испытания как натурные так и лабораторные. Для этого необходимым являлось рассмотрение явления гашения перенапряжений контактной сетью в функции расстояние от источника удара. Возможно, это было провести в натурных условиях, но для экономии времени и финансов провелись лабораторные испытания на разработанной для данной цели лабораторной модели. Модель должна в максимальной степени отражать реальные условия, т.е. выполнять требования по пропагации перенапряжений в эксплуатируемой контактной сети.

Характеристика лабораторной модели участка контактной сети.

В фазе проектирования модели принято, что она должна исполнять четыре основных критерия:

a) Состоять из элементов с концентрированными постоянными, которые будут отвечать однокилометровым участкам контактной сети,

б) параметры составляющих элементов модели обязательно отвечают единичным параметрам (L, R, C) 1 км контактной сети,

в) размещение индуктивных и емкостных элементов модели по отнесении друг к другу не может вызывать индуктивной и емкостной связи,

г) примененные элементы должны выполнять требования изоляции, предъявляемые для содействия

с генератором импульсного напряжения с максимальным амплитудой 7 кВ.

Разработанная лабораторная модель восьмикилометрового участка контактной сети состоялась из 8 индуктивных элементов и 8 доземных емкостей (рис. 1). Следует подчеркнуть, что проиллюстрирована длина участка и значений электрических параметров отвечали единичным параметрам типичной контактной сети применяемой на опытном кольце Института Железнодорожного Института в г. Жмигруд.



Индуктивный элемент, отвечающий 1 км контактной сети изготовлен как катушка с ферритовым разомкнутым сердечником с большей магнитной проницаемостью. Катушка намотана медной проволокой с изоляцией 2 мм. Индуктивность намотанной катушки составляла около 465  $\pm$  10 µH и сопротивление 0,035  $\Omega$ . Конденсатор, представляющий доземную емкость, изготовлен из двух металлических плиток, разделенных диэлектриком. Емкость так построенного конденсатора составляла около 10,5 nF и могла регулироваться.

#### Методика лабораторных испытаний.

Для испытаний использовался генератор генерируемый импульсы формой 1,2/50µs и 10/700µs с максимальным амплитудом генерируемого ударного импульса 6,9 кв. Принятый тестовый импульс 1,2/50µs характерный для перенапряжений создаваемых в электрической цепи от магнитного поля, вызванного как ударом молнии так и коммутационными перенапряжениями. Это импульс, широко применяемый для тестов устойчивости электрических и электронных устройств. Реальное время протяженности удара молнии в контактную сеть или перенапряжений от процессов может быть значительно увеличенное. Поэтому велись тоже испытания для импульса 10/700 µs.

Для определения оптимального расстояния варисторных ограничителей перенапряжений по отношению друг к другу в контактной сети, велись измерения прпагации ударного импульса на модели участка контактной сети с нагрузкой варистора. Как приведено на рис. 2, генератор импульсного напряжения (G) присоединен у входа модели, зато варисторный ограничитель перенапряжений в пункте (конец модели). Испытание заключалось в измерениях и регистрации амплитудов ударных импульсов в пунктах  $1_Z \div 9_Z$  модели участка контактной сети. Форма амплитуд импульсов напряжения регистрировались с помощью безиндуктивного распределителя напряжения, а форма тока регистрировалась при помощи катушки Роговского.



Рис. 2. Схема измерительной ситемы при введении ударных импульсов для модели с нагрузкой варисторного ограничителя перенапряжений

В дальнейшем для подробных испытаний зоны взаимодействия варисторных ограничителей перенапряжений друг на друга, следовали измерения для различных конфигураций, в которых изменяется расстояние между варисторами и место введения ударных импульсов. В связи с этим принялись два случая выступания ударов по отношению к положению варисторов в разработанной модели:

а) удар посередине между варисторами при переменном расстоянии размещения варисторов т.е. 2, 4 и 6 км,

б) удар у входа модели, в которой один из варисторов застроен в конце модели при расстоянии между варисторами 4 км.

Для первого варианта выступания удара в измерительной системе, представленной на рис. 3, генератор импульсного напряжения присоединен в пункте 5\_Z, на конечных зажимах модели нет нагрузки. Испытание заключалось в измерении и регистрации амплитудов ударных импульсов в пунктах 1\_Z ÷ 9\_Z для расстояния взаимного размещения варисторов составляющей 2, 4 и 6 км.



Рис. 3. Схема измерительной ситемы при введении ударных импульсов для модели с нагрузкой варисторного ограничителя перенапряжений

Во втором варианте амплитуд удара вводился у входа модели (пункт 1\_Z). Как представлено на рис. 4 варисторные ограничители перенапряжений приложены в пункте 5\_Z и в конце модели (пункт (9\_Z), поэтому длина взаимного размещения варисторов составляла 4 км. Аналогично первому варианту, испытание заключалось в измерении и регистрации амплитуд ударных импульсов в пунктах 1\_Z по 9\_Z с использованием раньше упомянутых устройств.



Рис. 4. Схема измерительной системы при введении ударных импульсов для второго варианта

Примененным для испытаний варисторным ограничителям перенапряжений свойственны следующие параметры:

а) номинальный разрядный ток  $8/20 \ \mu s - 10 \ kA;$ 

б) максимальный разрядный ток  $8/20 \ \mu s - 40 \ kA;$ 

в) напряжение постоянной работы 440 V;

г) защитный уровень напряжения при 10 kA (8/20  $\mu$ s) – 1460 V.

При подборке варисторов основной являлась возможность обеспечения полной их проводимости при максимальным амплитуде импульсов, какие может создавать применен генератор.

#### Результаты лабораторных испытаний.

На основе зарегистрированных амплитуд импульсов ударного напряжения в отдельных измерительных пунктах модели, разработались характеристики размещения амплитуд ударных импульсов в функции расстояния для раньше охарактеризованных измерительных систем.

Рассматривая характеристики, приведенные на рис. 5 видно, что им свойственны две характеристические зоны. Зона, в которой не выступает активное воздействие варистора на амплитуды ударных импульсов и зона ограничивания амплитуда ударных импульсов варисторным ограничителем перенапряжений. При ударах импульсом 10/700 µs зона активного воздействия варистора на амплитуд ударного импульса растягивается по сравнению с импульсом 1,2/50 µs. Можно прийти к выводу, что зона активирования варистора увеличивается при увеличении времени увеличивания ударного импульса.



Рис. 5. Распределение амплитудов ударных импульсов (1,2/50 и 10/700 μs) в функции расстояния от генератора для модели контактной сети с нагрузкой варистора

Предварительное определение расстояния размещения варисторных ограничителей перенапряжений друг к другу в контактной сети требует определения пропагации перенапряжений, распространяющихся в оба направления с места удара, когда в сети присоединены варисторные ограничители перенапряжений. Результаты измерений пропагации ударных импульсов приведены на рис. 6 указывают, что при размещении варисторных ограничителей перенапряжений в расстоянии 2 или 4 км друг от друга, гашение амплитуда ударного импульса с места удара в место присоединения варисторов линейной формы. Зато при расстоянии составляющим 6 км оно нелинейной формы. Данное вытекает из факта, что варисторы находятся на границе зоны воздействия на амплитуд ударного импульса.



Рис. 6. Характеристики гашения ударных импульсов (10/700 μs) в модели контактной сети при размещении варисторов 2, 4 и 6 км для первого варианта выступания удара

В варианте удара у входа модели, где один варистор в конце модели линии при расстоянии между варисторами 4 км, характеристика ограничивания перенапряжений между варисторами приведена на рис. 7 иллюстрирует, что варистор присоединен в конце модели является нагрузкой для ударных импульсов. Уровень ограничивания ударных импульсов на участке между варисторами сохраняется на уровне напряжения ограничивания примененных варисторных ограничителей перенапряжений.



Рис. 7. Характеристики гашения ударных импульсов (10/700µs) в модели контактной сети при размещении варисторов 4 км для второго варианта выступания удара

#### Методика испытаний на опытном кольце.

Длина участка контактной сети опытного кольца ИК, на котором велись испытания, составляла 7760 м (2 типа сети: 2C120-2C-1 9 секций 7,28 ткм с изоляцией 25 кВ; YC150-2C150 одна секция 1,09 ткм с изоляцией 25 кВ). Измерения гашения перенапряжений контактной сети велись для двух вариантов: участок сети без нагрузки и участок сети с нагрузкой сопротивлением 240  $\Omega$  и 120  $\Omega$ .

Испытания заключались во введении ударных импульсов из ударного генератора в контактную сеть и регистрации амплитуд импульсов напряжения и тока в характеристических местах между генератором и концом измерительного участка (каждый километр). Выходное сопротивление используемого генератора составляла 2  $\Omega$ , максимальный уровень напряжения ударного импульса составлял 6,9 кВ, стандартный ударный импульс 1,2/50 µс.



Рис. 8. Схема контактной сети опытного кольца ИК

На рис. 8 показано позицию генератора на опытном кольце ИК. Во время измерений контактная сеть опытного кольца была раскрыта секционным выключателем № 203, вблизи которого размещен стационарный стенд с генератором ударов. С помощью осцилоскопа регистрировались импульсы напряжения и тока в начале испытуемого участка контактной сети. С другой стороны выключателя 203 находился стенд, на котором регистрировались импульсы напряжения в конце участка контактной сети. Измерительные системы приведены на рис. 9-11, употребленные сокращения обозначают: ТЕК – двухканальный измерительный осцилоскоп, СR – катушка Роговского с передачей напряжения и тока 400 мВ/А, В203 – секционный выключатель с номером 203.



Рис. 9. Измерительная система на стенде генератора ударов



Рис. 10. Измерительная система в конце участка контактной сети без нагрузки



Рис. 11. Измерительная система в конце участка контактной сети с нагрузкой сопротивлением

Регистрация напряжения ударного импульса для двух вариантов участка контактной сети (без нагрузки и с нагрузкой сопротивлением), велась каждый километр, начиная с генератора в конец участка контактной сети. Это позволило проиллюстрировать форму ударного импульса и его амплитуды в функции расстояния от ударного генератора. На основе данных регистрации разработаны характеристики гашения амплитуд ударных импульсов испытуемым участком в функции пути.

Кроме того регистрировался пробег амплитуды напряжения в начале измерительного участка и удар-

ного тока в конце испытуемого участка контактной сети с нагрузкой сопротивлением 120  $\Omega$  и 240  $\Omega$ . Данное позволило определить запаздывание токоволны по отношению к волне ударного напряжения.

#### Результаты испытаний на опытном кольце.

Рис. 12 представляет пробег зарегистрированного импульса напряжения для первого измерительного варианта (открытая сеть без нагрузки) в начале участка контактной сети (стенд генератора ударов), зато рис. 13 в конце участка. Значение напряжения вводимого удара составляла 5900 В.



Рис. 12. Пробег напряжения ударного импульса (начало открытого участка контактной сети)



Рис. 13. Пробег напряжения ударного импульса (конец открытого участка контактной сети)

Сравнивая амплитуды напряжения импульсов, показанных на рисунках выше, можно констатировать, что испытуемый участок контактной сети ведет себя как длинная линия без нагрузки. Амплитуда в конце измерительного участка повысилась со значения 5,6 кВ по значение 12,16 кВ, а значение ударного тока у выхода ударного генератора составляло 130 А что свидетельствует о выступании значительной емкости контактной сети по отношению к рельсам. Индуктивность и емкость данного участка сети вызывает создание гашенных осцилаций частотой около 8,5 кГц.

Во вторым измерительным варианте (сеть с нагрузкой сопротивления) проверялось влияние сопротивления включенного в конце измерительного участка на значение амплитуды ударного импульса измеряемое на данном сопротивлении. На рис. 7, 8 представлены результаты регистрации амплитуды ударного напряжения соответственно в начале и в конце участка контактной сети с нагрузкой сопротивлением 120  $\Omega$ , а на рис. 14, 15 для участка контактной сети с нагрузкой сопротивлением 240  $\Omega$ .

Анализируя выше изложенные осцилограммы наблюдается, что в случае нагрузки сопротивлением 120  $\Omega$ , в конце участка сети получилась амплитуда 3,88 кВ при уровне амплитуды входного импульса 5,68 кВ. Затем значение включенного сопротивления не является равным волновому сопротивлению испытуемого участка контактной сети. Зато для сопротивления нагрузки 240  $\Omega$  измерялась амплитуда импульса составляющая 6,4 кВ при амплитуде входа составляющей 6,16 кВ. Сравнивая данные значения амплитуд импульсов, следует констатировать, что сопротивление нагрузки 240  $\Omega$  близка значению волнового сопротивления данного участка сети. Небольшой рост амплитуды выхода по отношению к амплитуде входа свидетельствует о небольшом отбое волны напряжения от сопротивления нагрузки. Выступает затем несовпадение сопротивления нагрузки и волнового сопротивления, а реальное его значение меньше 240  $\Omega$ .



Рис. 14. Пробег напряжения ударного импульса (начало участка контактной сети с нагрузкой сопротивлением 120 Ω)



(начало участка контактной сети с нагрузкой сопротивлением 240 Ω)

В рамках второго измерительного варианта регистрировались значения амплитуд входного тока и тока текущего через сопротивление нагрузки 120  $\Omega$  и 240  $\Omega$ . В обоих случаях значение амплитуды входного тока составляло 140 А. Зато значение амплитуды тока при нагрузке сопротивлением 120  $\Omega$  составляло 28 А, а при нагрузке 240  $\Omega$  – 25 А (рис. 16, 17). Так значительные различия между амплитудами входных и выходных токов вызваны утечкой емкостями между контактной сетей и рельсами вдоль измерительного участка.





Рис. 17. Пробег амплитуды тока в конце участка контактной сети с нагрузкой сопротивлением 240 Ω

## Характеристики гашения перенапряжений контактной сети в функции пути.

Способ размещения элементов защиты контактной сети от перенапряжений требует знания размещения амплитуд ударных импульсов в функции пути, а также влияния неоднородности испытуемого участка контактной сети как: анкеровка контактной сети, воздушные стрелки и виадуки на размещение данных импульсов. В связи с этим на основе результатов ранее проведенных испытаний разработаны характеристики размещения амплитуд ударных импульсов (рис. 18). Красным цветом обозначена характеристика для испытуемого участка контактной сети без нагрузки, синим цветом – для участка с нагрузкой сопротивления 240 Ω.



Рис. 18. Размещение амплитуд ударных импульсов в функции пути для испытуемого участка контактной сети

#### Выводы.

Рассматриваемый участок открытой контактной сети в приближении характеризуется свойствами аналогичными однородной длинной линии. Вследствие интерференции импульса напряжения сбитого от незагруженного конца участка сети с импульсом генератора выступает рост амплитуд ударных импульсов в функции пути.

Анализируя пробеги, следует заметить, что характеристика размещения амплитуд ударных импульсов в функции пути для сети с нагрузкой сопротивлением 240  $\Omega$  имеет два характеристических места. В первом месте (3 км от генератора) проходит рост амплитуды напряжения ударного импульса. Данное вызвано наличием виадука, что, в свою очередь, вызывает местный рост емкости контактной сети до земли и посредственно рельсовых ниток, вызывая неоднородность. Во втором месте (в конце измери-

тельного участка) наступает рост амплитуды импульса. Это связано с несовпадением значения сопротивления нагрузки и значения волнового сопротивления донного участка контактной сети.

Приведенные результаты позволяют констатировать, что однородная (т.е. без перекрестков, стрелок и др.) контактная сеть в меньшей степени глушит ударные импульсы напряжения.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

*I.* Budowa i poligonowe badania prototypowego systemu ochrony przed przepięciami z ogranicznikami warystorowym. Praca IK 3889/10 Warszawa, 2011. s. 153.

2. Opracowanie nowego systemu ochrony sieci trakcyjnej przed przepięciami, badania eksploatacyjne nowego systemu, określenie lokalizacji podłączenia ochrony od urządzeń sterowania trakcja i urządzeń sterowania ruche.Etap1. Praca CNTK 4291/10 Warszawa, 2007. s. 195.

3. Adamski D., Białoń A., Furman J., Kazimierczak A., Laskowski M., Zawadka Ł., *Problematyka tłumienności przepięć w sieci trakcyjnej3kVDC*. Logistyka 3/2012, wersja elektroniczna.

**4.** Białoń A., Kazimierczak A., Laskowski M. Ochrona przeciwprzepięciowa kolejowych urządzeń elektronicznych. Problemy Kolejnictwa, Zeszyt 166 Warszawa marzec 2015, s. 37-48.

5. Białoń A., Furman J., Ortel K., Zawadka Ł. Zastosowanie warystorowych ograniczników przepięć do ochrony sieci trakcyjnej 3kV DC. Logistyka 6/2014 wersja elektroniczna.

#### REFERENCES

*I.* Budowa i poligonowe badania prototypowego systemu ochrony przed przepięciami z ogranicznikami warystorowym. Praca IK 3889/10 Warszawa, 2011. s. 153.

2. Opracowanie nowego systemu ochrony sieci trakcyjnej przed przepięciami, badania eksploatacyjne nowego systemu, określenie lokalizacji podłączenia ochrony od urządzeń sterowania trakcja i urządzeń sterowania ruche.Etap1. Praca CNTK 4291/10 Warszawa, 2007. s. 195. 3. Adamski D., Białoń A., Furman J., Kazimierczak A., Laskowski M., Zawadka Ł., *Problematyka tłumienności przepięć w sieci trakcyjnej3kVDC*. Logistyka 3/2012, wersja elektroniczna.

**4.** Białoń A., Kazimierczak A., Laskowski M. Ochrona przeciwprzepięciowa kolejowych urządzeń elektronicznych. Problemy Kolejnictwa, Zeszyt 166 Warszawa marzec 2015, s. 37-48.

5. Białoń A., Furman J., Ortel K., Zawadka Ł. Zastosowanie warystorowych ograniczników przepięć do ochrony sieci trakcyjnej 3kV DC. Logistyka 6/2014 wersja elektroniczna.

Поступила (received) 16.06.2016

 $Фурман Юлюш^1$ ,

Бялонь Анджей<sup>1</sup>,

<sup>1</sup> Железнодорожный исследовательский институт, ул. Й. Хлопискиего 50, 04-275 Варшава, Польша, e-mail: abialon@ikolej.pl, jfurman@ikolej.pl

Furman Juliusz<sup>1</sup>, Białoń Andrzej<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Instytut Kolejnictwa,

50, Chłopickiego Józefa Str., PL 04-275, Warsaw, Poland.

Varistors for protection against overvoltage

#### catenary 3kV DC.

The article presents the problems of protection of contact network overvoltage. We are talking about surges are caused by, among other things, atmospheric discharges. It is shown how in the field of propagation surge in the contact network research. Described laboratory model simulation propagation surge and attenuation when using varistor limiters. The results of laboratory studies and research in the real situation. The results confirm the effectiveness of the protection of catenary overvoltage varistor using limiters. References 5, figures 18.

*Key words:* noise, contact network, surge protection, signaling system. А.К. Шидловський, А.Ф. Жаркін, В.О. Новський, Д.О. Малахатка

### ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ ГІБРИДНИХ ФІЛЬТРОКОМПЕНСУЮЧИХ ПРИСТРОЇВ ДЛЯ НИЗЬКОВОЛЬТНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МЕРЕЖ З НЕЛІНІЙНИМИ ТА ЗМІННИМИ НАВАНТАЖЕННЯМИ

Розглянуто запропоновані принципи побудови гібридних фільтрокомпенсуючих пристроїв (ГФКП) для низьковольтних електричних мереж з нелінійними та змінними навантаженнями, які використовують різні варіанти реалізації їх схемотехнічних рішень. Основними вузлами ГФКП є регульовані фільтросиметруючі пристрої (РФСП) і «розподільчі» статичні синхронні компенсатори реактивної потужності («D-CTATKOM») або багатофункціональні компенсатори реактивної потужності (БКРП). Бібл. 3, табл. 1, рис. 9.

Ключові слова: фільтрокомпенсуючий пристрій, якість електричної енергії, тиристор, штучна комутація.

Рассмотрены предложенные принципы построения гибридных фильтрокомпенсирующих устройств (ГФКУ) для низковольтных электрических сетей с нелинейными и изменяющимися нагрузками, которые используют различные варианты реализации их схемотехнических решений. Основными узлами ГФКУ являются регулируемые фильтросимметрирующие устройства (РФСУ) и «распределительные» статические синхронные компенсаторы реактивной мощности («D-CTATKOM») или многофункциональные компенсаторы реактивной мощности (БКРМ). Библ. 3, табл. 1, рис. 9.

*Ключевые слова:* фильтрокомпенсирующее устройство, качество электрической энергии, тиристор, искусственная коммутация.

Вступ. Внаслідок широкого впровадження потужних напівпровідникових перетворювачів і пристроїв регульованого електроприводу та електротехнологічних установок актуальною є проблема зниження негативного їх впливу на якість електричної енергії (ЯЕ) і забезпечення електромагнітної сумісності (ЕМС) споживачів у системах електропостачання (СЕП) середньої та низької напруги. Причиною погіршення ЯЕ є нелінійний та імпульсний характер процесів перетворення електроенергії силовими вентильними елементами, що дискретно управляють її потоками. Для нормування показників якості електроенергії керуються сучасними стандартами щодо забезпечення ЯЕ та ЕМС, які обмежують значення коливань, відхилень і несиметрії напруг, флікеру, а також склад вищих гармонік струму і напруги у СЕП. Для підвищення ЯЕ застосовують різні напівпровідникові пристрої для компенсації неактивних складових повної потужності, а також пасивні та силові активні фільтри. Тому важливої науково-технічною задачею є розроблення ефективних напівпровідникових компенсаторів потужності спотворень, у т.ч. ГФКП, з точки зору практичної реалізації переваг концепції розвитку інтелектуальних електричних мереж (Smart Grid).

Постановка задачі. Для практичної реалізації задачі створення зазначених напівпровідникових компенсаторів багатофункціонального призначення необхідно провести аналіз функціональних можливостей та особливостей розроблення силових схем ГФКП двох модифікацій, що виконані на основі РФСП, «розподільчого» статичного синхронного компенсатора реактивної потужності (*D*-CTATKOM) або багатофункціонального компенсатора реактивної потужності. ГФКП призначений для забезпечення ЕМС відповідальних споживачів електроенергії, оптимізації режимів розподільних електричних мереж низької напруги (НН), зменшення втрат напруги і активної потужності та комплексного підвищення якості електроенергії. Метою роботи є дослідження і порівняльний аналіз принципів побудови ГФКП для низьковольтних електричних мереж з нелінійними та змінними навантаженнями і розроблення на цій основі нових електричних схем силової частини зазначених ГФКП різних типів для визначення оптимальних їх структур з метою практичного застосування ГФКП в розподільних електричних мережах для комплексного покращення якості електроенергії та забезпечення ЕМС споживачів електроенергії.

Виклад основного матеріалу. На рис. 1 наведено узагальнену (базову) схему ГФКП першого з двох запропонованих їх типів, що складається з «розподільчого» *D*-СТАТКОМ (призначеного для роботи в розподільних мережах) та РФСП, який за допомогою трифазного комутатора ступенів регулювання (ТКСР) забезпечує трирівневе симетричне регулювання напруги навантаження («вольтовіднімання», «номінал» та «вольтододавання»). ТКСР виконується на основі використання напівпроводнікових ключів змінного струму. Тут введено такі основні позначення: ФВГ1-ФВГ3 – фільтри вищих гармонік; P1-P3 – послідовні мережеві реактори зв'язку; *C*1-*C*2 – конденсаторні батареї.

Вторинні вольтододавальні обмотки WII РФСП підключені до мережі та навантаження, причому з метою виключення протікання по ним навантажувальних струмів нульової послідовності (НП) ці обмотки обов'язково повинні бути під'єднанні згідно зазначеної схеми [1].

З'єднання первинних напівобмоток вольтододавального трансформатора (ВДТ) за схемою «зустрічний зиґзаг» забезпечує ефект одночасного зрівноважування системи напруг, покращення їх гармонічного складу за рахунок фільтрації гармонік, кратних трьом, і параметричного демпфування несиметричних коливань напруги. Це обумовлено тим, що зазначене з'єднання первинної обмотки WI ВДТ створює великий

© А.К. Шидловський, А.Ф. Жаркін, В.О. Новський, Д.О. Малахатка

опір (сотні ом) струмам прямої та зворотної послідовностей і досить малий опір струму НП, оскільки він визначається в основному омічним опором первинної обмотки ВДТ і при правильному конструктивному її виконанні досягає сотих часток Ом. Володіючи високою провідністю для струмів нульової послідовності, такий симетруючий ВДТ ніби шунтує трифазну чотирипровідну мережу НН і розвантажує її від струмів НП основної та вищих частот.



Рис. 1. Узагальнена (базова) силова схема ГФКП-1, який виконано на основі транзисторного «*D*-CTATKOM» та РФСП

Додаткову компенсацію вищих гармонік струму в нейтралі мережі здійснює «розподільчий» *D*-СТАТКОМ, який працює в режимі активного фільтру і додатково може плавно регулювати напругу у відносно невеликому діапазоні. Це може дати змогу знизити значення струму в нейтралі, що компенсується практично до нульового значення і, тим самим, забезпечити зрівноважування і регулювання системи напруг та поліпшення їх гармонічного складу, а також зниження додаткових втрат активної потужності в мережі.

Ефективність застосування ГФКП в електричних мережах багато в чому залежить від оптимального вибору схеми, параметрів і способу управління швидкодіючим D-СТАТКОМ, який дозволяє забезпечити роздільне управління активною и реактивною потужностями (РП). Шляхом зміни вихідної напруги D -СТАТКОМ здатний управляти обміном реактивної потужності меж ним и мережею живлення, тобто коли напруга в точці його підключення залишається постійною, Д-СТАТКОМ поводиться аналогічно статичному компенсатору РП. Проти в режимі обмеження потужності він становиться джерелом струму – рівень РП не залежить від напруги на його шинах, тобто коли вихідна напруга *D* –СТАТКОМ більша за напругу системи, він генерує РП (ємнісну) и навпаки, коли вона менше напруги мережі, *D* –СТАТКОМ поглинає індуктивну РП.

*D*-СТАТКОМ призначені для роботи в розподільних мережах та виконуються на основі транзисторного або тиристорного перетворювача напруги (ПН), який може бути короткочасно переведений у випрямний або інверторний режим. *D*-СТАТКОМ за суттю є електронним еквівалентом синхронного компенсатора та видає набір трифазних вихідних напруг, кожна з яких знаходиться у фазі та пов'язана з відповідною

напругою системи змінного струму за допомогою невеликого реактивного опору, який може забезпечуватися, наприклад, трансформатором живлення. ПН використовується як базовий модуль при створенні елементів ГФКП-1 [2].

В найпростішому випадку ТКСР, який виконаний на транзисторних ключах змінного струму (К1-К9), наведено на рис. 2.



Рис. 2. Спрощена силова схема РФСП

РФСП працює в трьох режимах: «Вольтододавання» — цикл «<u>BCA»</u> (увімкнені тільки ключі К2, К6, К7); «Вольтовіднімання» — цикл «<u>ABC»</u> (увімкнені тільки ключі К1, К5, К9) і цикл «Номінал»« — «<u>CAB</u>» (увімкнені ключі К3, К4, К8). Напруга навантаження в кожній фазі являє собою векторну суму відповідної фазної напруги мережі й напруги вторинної обмотки ВДТ, яку включено в розсічку лінії цієї фази мережі. В результаті симетричне регулювання рівня напруги навантаження здійснюється шляхом циклічної зміни електричних зв'язків вторинної обмотки WII з основною WI при незмінному їхньому магнітному зв'язку за допомогою комутаторів К1...К9. Це ілюструється векторною діаграмою на рис. 3.



Слід відзначити, що вимкнення транзисторних або тиристорних ключів з природною комутацією у двох або трьох фазах без шунтування первинної обмотки WI на час комутації призводить до значного збільшення падіння напруги на вторинних обмотках WII симетруючого автотрансформатора РФСП у відповідних його фазах. При цьому фазна напруга навантаження відповідно зменшується, а на секціях первинюї обмотки напруга збільшується в декілька разів внаслідок ефекту «зворотної трансформації». Відсутність «дросельного ефекту» при відключенні тиристорних ключів у одній фазі РФСП дає змогу використовувати цей режим при розробці раціонального алгоритму перемикання ступенів симетричного регулювання напруги.

Час перемикання ступенів регулювання напруги в трансформаторно-тиристорних РФСП із природною комутацією не перевищує одного періоду мережі, тому струми НП не встигають за час перемикання досягти максимального значення. Крім того, відсутність «дросельного ефекту» при вимкненні транзисторних або тиристорних ключів у одній фазі РФСП може бути використана також для його захисту при однофазному к.з. (у цьому випадку вимикається транзисторний або тиристорний комутатор у тій фазі пристрою, у якій відбулося к.з.). Для повного запобігання аварійних режимів роботи РФСП з тиристорними ТКРС необхідно використовувати *GTO* (*GCT*) – запірні тиристори (ЗТ) або вводити штучну комутацію (ШК) одноопераційних (*SCR*) тиристорів. Це необхідно для того, що б «закоротити» («шунтувати») первинну обмотку зазначеного автотрансформатора РФСП на час перемикання ступенів симетричного регулювання напруги для забезпечення вільної циркуляції реактивної енергії у колі з РФСП.

Суттєво розширити діапазон регулювання та підвищити коефіцієнт стабілізації напруги навантаження можна за допомогою циклічного підключення первинної обмотки ВДТ також до лінійних напруг мережі. В цьому випадку є можливість додатково отримати 5 ступенів регулювання напруги, але при підключенні первинної обмотки ВДТ до лінійних напруг мережі такий перетворювач працює лиш в режимі регулятора напруги. Крім того, для розширення діапазону симетричного регулювання вихідної напруги РФСП, можливо первинну обмотку виготовляти з декількома відводами

На рис. 4 наведено схему ГФКП-1, який виконано на основі транзисторного *D*-СТАТКОМ і РФСП зі ШК тиристорів комутаторів ТК1-ТК3 у складі ТКСР із циклічним перемиканням первинної обмотки симетруючого автотрансформатора РФСП.



ис. 4. Силова схема ГФКП-1, який виконано на основі транзисторного «*D*- СТАТКОМ» та РФСП з тиристорним ТКСР при введенні ШК

У результаті симетричне регулювання рівня напруги навантаження здійснюється шляхом циклічної зміни електричних зв'язків вторинної обмотки з основною при незмінному їхньому магнітному зв'язку за допомогою ТК1-ТКЗ у кожній фазі РФСП. До складу ТК входять пари мережевих тиристорів *VS1-VS6*, що утворюють силовий тиристорний міст (СТМ), силовий VS7 і комутуючий VS8 тиристори, а також комутуючі дроселі (L1 і L2) і конденсатори (C1 і C2), силовий VD1 і VD2 і комутуючий VD3-VD6 діодні мости. Введення ШК тиристорів сприяє тому, що реактивний струм первинної обмотки ВДТ у момент її комутації

при перемиканні ступенів симетричного регулювання напруги навантаження замикається через комутуючий тиристор *VS*8 і відповідну вентильну пару комутуючого мосту.

Цим забезпечується вільна циркуляція реактивної енергії ВДТ і, тим самим, відсутність «дросельного» режиму його роботи й пов'язаний з ним ефект «зворотної трансформації». Час перемикання ступенів регулювання становить менш ніж 150 мікросекунд, що обумовлює істотне підвищення ефективності й надійності роботи споживачів електроенергії та самого РФСП. Вузол ШК (комутуючі дроселі L1 і L2 та конденсатори C3 і C4, силовий VS7 та комутуючий VS8 тиристори, діоди VD1-VD6) характеризується високою комутаційною здатністю і стійкістю у процесі перемикання ступенів регулювання напруги, оскільки тут здійснюється жорстка паралельна комутація тиристора VS7 (VS8) імпульсним джерелом напруги, для якої характерна принципова відсутність накопичення енергії в контурі комутації.

Залежно від рівня фазних напруг мережі в усталеному режимі включено по одній парі мережевих тиристорів VSI-VS6 СТМ і силовий тиристор VS7 у кожному з ТК1-ТКЗ. При необхідності перемикання ступенів регулювання напруги здійснюються примусове запирання VS7 і вимикання, тим сам, пари відповідних мережевих тиристорів СТМ шляхом увімкнення комутуючого тиристора VS8. У цій схемі можливе забезпечення трьох ступенів симетричного регулювання напруги навантаження («Вольтододавання», «Номінал» і «Вольтовіднімання») за рахунок циклічного підключення первинної обмотки симетруючого ВДТ до різних фаз мережі. Так, наприклад, для одержання мінімального рівня симетричного регулювання в ТК1 мають бути увімкнені тиристори VS1 і VS2, а також VS7; у ТК2 – тиристори VS3 і VS4, а також VS7; у ТК3 – тиристори VS5, і VS6, а також VS7. У цьому режимі підключення первинної обмотки ВДТ проводиться за циклом «A,B,C» (режим «Вольтовіднімання»). Середній ступінь симетричного регулювання досягається шляхом увімкнення у ТК1 тиристорів VS5 і VS6 та VS7, у ТК2 – тиристорів VS1 і VS2 та VS7, у ТК3 – VS3 і VS4 та VS7 (цикл «C, A, B» – режим «Номінал»). Максимальний ступінь забезпечується при ввімкненні VS3, VS4 і VS7 (у ТК1), VS5, VS6 і VS7 (у ТК2), тиристорів VS1 і VS2 та VS7 (у ТК2), тобто здійснюється виконання циклу «B,C, A» – режим «Вольтододавання»).

На рис. 5 наведено схему ГФКП-1, у якому «*D*-СТАТКОМ» виконаний на запірних тиристорах, а також РФСП, який складається з трифазного живильного трансформатора (ТЖТ) і трьох однофазних ВДТ, вторинна обмотка кожного з яких включена в розсічку лінії відповідної фази мережі.

Тут «D-CTATKOM» працює таким чином, що при зміні кута керування ЗТ і, тим самим, фазового положення вектора лінійних напруг ПН по відношенню до вектора напруги мережі, в результаті чого забезпечуються випрямний та інверторний режими роботи ПН. За допомогою зміни постійної напруги на конденсаторах C1 і C2 і кута керування ЗТ можна регулювати передану АП, а також РП на його вході в режимах її генерування та споживання. Первинна обмотка ТЖТ даного РФСП виконана за схемою «зустрічний зигзаг» і є фільтросиметруючим пристроєм, а кожна вторинна обмотка ВДТ (секціонована і реверсивна) призначена для пофазного регулювання напруги.



Рис. 5. Силова схема ГФКП-1, який виконано на основі РФСП і «Д-СТАТКОМ» на запірних тиристорах

Дана схема РФСП не вимагає реалізації циклічного підключення первинної обмотки РФСП, тому застосування даного ТЖТ для живлення первинних обмоток ВДТ1-ВДТЗ РФСП сприяє зниженню встановленої потужності РФСП і підвищенню ефективності використання його елементів.

Виконано імітаційне моделювання режимів роботи РФСП у складі ГФКП-1 для різних типів і потужності навантаження трифазної чотирипровідної мережі з нелінійними та несиметричними змінними навантаженнями, що дозволили провести порівняльний аналіз розроблених схем ГФКП для їх оптимального вибору. Результати моделювання показали, що, наприклад, напруга третьої гармоніки при увімкненні РФСП зменшуються з 19,6 % до 0,6 %, а значення струму – з 38,9 % до 1,1 %, проте напруга п'ятої гармоніки збільшується з 1,5 % до 2,5 %, а значення струму – з 19,7 % до 29,1 %. Таке зростання рівня вищих гармонік усувається за допомогою D-CTATKOM. [3].

На рис. 6 приведена схема ГФКП-2, який складається з багатофункціонального компенсатора реактивної потужності (БКРП) та РФСП при введенні ШК тиристорів.

БКРП є частотно-регульованим джерелом РП, який виконаний на основі безпосереднього перетворювача частоти (БПЧ) і за рахунок швидкодіючого перемикання компенсуючого реактора (КР) та відповідного управління тиристорами забезпечує формування в ньому плавно-регульованого реактивного струму ємнісного або індуктивного характеру. В цьому випадку БКРП виконує основні функції розподільчого «D- CTATKOM» за виключенням здійснення активної фільтрації. Тут для підключення КР до необхідної фази мережі залежно від полярності відповідної фазної напруги, прикладеної до КР, попарно включаються мережеві тиристори VS1 і VS2, VS3 і VS4, VS5 i VS6 силового тиристорного мосту, а також силовий тиристор VS7. При цьому на відповідну пару тиристорів СТМ і силовий тиристор постійно подають керуючі імпульси, у результаті чого КР підключений до певної фази мережі. Для перемикання його з однієї фази мережі на іншу служать комутуючі тиристор VS8, дроселі L1-L4 і конденсатори C1-C2. Швидкодія процесу перемикання КР визначається в основному часом вимикання силового VS7 і комутуючого VS8 тиристорів та залежить від правильного вибору параметрів комутуючих дроселів і конденсаторів.



На рис. 7 наведено силову схема ГФКП-2, що виконаний на основі РФСП і БКРП, який аналогічний попередньому та складається з трансформаторного перетворювача числа фаз (ТПЧФ) і безпосереднього перетворювача частоти (*VS*1-*VS*12).

Тут введено такі позначення: СТМ – силовий тиристорний міст; КДМ – комутуючий діодний міст; КР – компенсуючий реактор. СТМ1 і СТМ2 складається з трьох (за числом фаз) пар фазних тиристорів VS1-VS12 і служить для підключення навантаження КР до фаз мережі через ТПЧФ за допомогою силового тиристора VS13 і роздільних діодів VD1 і VD2.

У зв'язку з тим, що в цьому випадку ТПЧФ є трифазним стержневим трансформатором, то на відміну від безпосереднього підключення перетворювача до мережі живлення (або через ТПЧФ, що складається з групи трьох однофазних трансформаторів), вхідні струми в кожній його фазі мають значно кращий гармонічний склад, оскільки їх складові сумуються в первинній обмотці ТПЧФ.

Блок ШК (VS13-VS14; VD1 –VD6; L1 i L2; C1 i C2) забезпечує в необхідний момент часу процес

перемикання КР з однієї фази мережі на її будь-яку іншу фазу. Комутуючий діод ний міст (КДМ) за допомогою комутуючого тиристора VS14 здійснює замикання загасаючого струму КР в момент перемикання останнього для виключення перенапруг на елементах схеми трансформаторно-ключового перетворювача частоти БКРП.

Підвищена швидкодія перемикання КР в цьому випадку досягається за рахунок того, що всі тиристори відновлюють свою запірну (замикаючу) здатність під дією зворотної напруги комутуючих конденсаторів C1 і C2, але в різні інтервали часу. Тиристори VS13 (VS14) закриваються з моменту включення протитактних їм тиристорів VS14 (VS13) до моменту переходу сумарної напруги C1 і C2 через нульове значення, а фазні тиристори CTM1 і CTM2 – з моменту переходу через «нуль» сумарної напруги конденсаторів, яка прикладена в прямому напрямку до силового тиристора VS13 до його включення, тобто до кінця паузи в напрузі навантаження.



Рис. 7. Силова схема ГФКП -2, який виконано на основі тиристорного БКРП з ТПЧФ і РФСП

На рис. 8 наведено силову схему ГФКП-2, що виконаний на основі РФСП і БКРП, який складається з активного випрямляча (*VT1-VT6*) і безпосереднього перетворювача частоти (*VT7-VT12*). Основними вуз-

лами даного БКРП  $\epsilon$  схема скидання у мережу зайвої енергії *L*- навантаження (КР), що містить вхідні дроселі *L*1- *L*2 і зворотні діоди, а також буферний конденсатор *C*1 ланки пульсуючого струму.



Рис. 8. Силова схема ГФКП-2, виконаного на основі транзисторного БКРП і РФСП

Тут ключі БПЧ управляються циклічно по необхідному алгоритму, формуючи на КР напругу змінної частоти. Між включеними станами останніх під час пауз реактивний струм КР повертається через зворотні діоди випрямляча скидання зайвої енергії КР в буферний конденсатор *C*1 і через відкриті в цей момент часу транзисторні ключі АВ (інвертора) рекуперуєтся у мережу. Буферний конденсатор приймає реактивний струм КР на час наростання струму у вхідних дроселях, після чого реактивний струм КР повертається у мережу, минаючи конденсатор *C*1, безпосередньо через транзистори AB. Завдяки цьому необхідна величина його ємності на кілька порядків нижча її значень у дволанкових перетворювачах.

Перевагами такого БКРП є безпосередній зв'язок КР з мережею в міжкомутаційні інтервали часу і можливість повернення реактивної енергії в робочі інтервали, а реалізація алгоритмів роботи ключів БПЧ не вимагає синхронізації з мережею та додаткових комутацій. Формування кривої вхідного струму і його регулювання можуть здійснюватись за допомогою відповідних алгоритмів керування транзисторами АВ для забезпечення у вхідних дроселях струму синусоїдальної форми, а також коригування вхідного коефіцієнта потужності.

Слід відзначити перспективність застосування ГФКП-1(2) для комплексного забезпечення ЕМС та підвищення якості напруги (ЯН) у вузлах навантаження, а також для електробезпеки в електроустановках об'єктів локальних СЕП. У цьому випадку встановлення ГФКП у місці трифазного відгалуження, що живить сприйнятливі до електромагнітних завад (ЕМЗ) електроприймачі з підвищеними вимогами до ЯН, дозволяє зрівноважити систему напруги, регулювати її рівень та понизити додаткові втрати енергії в мережі, а також зменшити спотворення форми кривої напруги навантаження і знизити рівень кондуктивних ЕМЗ.

Практичне застосування ГФКП для зазначених цілей є ефективним при різних видах тривалих і короткочасних неномінальних, аварійних і післяаварійних режимів роботи даної ділянки низьковольтної мережі, зокрема, одно- і двофазних, трифазних к.з. на затискачах навантаження (у місці встановлення ГФКП). При цьому зберігається його працездатність в неномінальних режимах, до яких відносяться симетричні і несиметричні к.з., а також режимах роботи, що пов'язані з порушенням цілісності конфігурації ділянки мережі, наприклад, у випадках обриву її нейтральних або фазних провідників перед місцем установки ГФКП та ін.

Наприклад, у разі к.з. типу «фаза-нуль» у навантаженні фазі А при обірваному PEN -провіднику в магістралі живлення струм к.з. буде замикатись не через PEN - провідник, а через дуже малий опір РФСП. При правильно спроектованій ділянці мережі трифазного відгалуження і магістральної мережі значення струму к.з. при цьому буде цілком достатнім для того, щоб спрацював автоматичний вимикач мережі («максимальна струмова відсічка») і за нормований час (менший ніж 0,4 секунди) відімкнув електроприймачі від мережі. У разі обриву одного з фазних провідників магістральної лінії, що відходить від трансформаторної підстанції, за наявності ГФКП на навантаженні відгалуження в цій фазі буде підтримуватись напруга, яка близька за модулем і фазою до напруги навантаженні до обриву.

На рис. 9 приведено фотографію досліднопромислового зразку розробленого РФСП у складі ГФКП-1 для комплексного підвищення якості електроенергії в низьковольтних розподільчих мережах, який упроваджений в експлуатацію у діючих мережах ПАТ «Рівнеобленерго».

Цей РФСП виконаний за схемою, яка приведена на рис. 4.

У табл. 1 наведені технічні характеристики цього РФСП, який підключений у даному випадку до шин 0,4 кВ розподільчого трансформатора встановленою потужністю 250 кВА.



Рис. 9. РФСП у складі ГФКП-1 для комплексного підвищення якості напруги в електричних мережах 0,4 кВ

Гаолиця І	Таблиця	1
-----------	---------	---

Технічні характеристики РФСП				
Діапазон регулювання напруги 220 В, %	±15			
Максимальна потужність навантаження (прохідна потужність), кВА	200			
Струм нульової послідовності, А	0-35			
Точність підтримання симетрії напруги за нульовою послідовністю, %	0,5-0,7			
Час перемикання ступенів регулювання напруги, мкс	<150			
Встановлена потужність, кВА	22,5			
Опір нульової послідовності, Ом	0,09			
Опір прямої послідовності, Ом	350			
Інтервал витримки часу, с	0,5-150			
Втрати в режимі відсутності навантаження, кВт	0,45			
Втрати в режимі короткого замикання, кВт	0,6			
Вага, кг	300			
Габарити, мм	800×450×2050			

#### Висновки.

1. Розроблено принципи побудови гібридних фільтрокомпенсуючих пристроїв для низьковольтних електричних мереж з нелінійними та змінними навантаженнями, які використовують різні варіанти реалізації їх схемотехнічних рішень. Основними вузлами ГФКП є регульовані фільтросиметруючі пристрої та «розподільчі» статичні синхронні компенсатори реактивної потужності або багатофункціональні компенсатори реактивної потужності.

2. Визначено основні схемотехнічні рішення силової частини ГФКП і проведено їх порівняльний аналіз, а також розроблено низку перспективних силових схем ГФКП, які виконані на основі застосування силових транзисторних модулів, одноопераційних та запірних тиристорів, що може бути використано при практичної реалізації концепції розвитку *Smart Grid* у розподільних мережах.

3. Показано, що застосування зазначених ГФКП двох типів дозволяє значно покращити показники якості напруги в мережі з нелінійними та несиметричними змінними навантаженнями і забезпечити ЕМС споживачів за рахунок зниження значень сумарних коефіцієнтів гармонічних спотворень кривих струмів та напруг у мережі, зниження неврівноваженості системи напруг та їх відхилень і коливань, а також для забезпечення електробезпеки в електроустановках об'єктів локальних СЕП при підключенні до них ГФКП.

4. Отримані результати дозволяють визначити оптимальні схемотехнічні рішення силових блоків та систем керування «*D*-СТАТКОМ», РФСП і БКРП з метою створення ефективних ГФКП-1(2) для їх практичної реалізації з метою подальшого застосування в розподільних електричних мережах для комплексного покращення якості електроенергії та забезпечення ЕМС споживачів електроенергії

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

*I.* Шидловский А.К., Новський В.О., Жаркін А.Ф. Стабілізація параметрів електричної енергії в трифазних системах напівпровідниковими коригуючими пристроями. – Київ, Інститут електродинаміки НАН України, 2013. – 378 с.

**2.** Singh B., Jayaprakash P., Somayajulu T.R., Kothari D.P. Reduced Rating VSC With a Zig-Zag Transformer for Current Compensation in a three-Phase Four-Wire Distribution System // IEEE Transactions On Power Delivery. – 2009 (Jan). – vol. 24, no.1. – pp. 249-258. doi: **10.1109/tpwrd.2008.2005398.** 

3. Жаркін А.Ф., Новський В.О., Малахатка Д.О. Гібридні фільтрокомпенсуючі перетворювачі для трифазних систем з нелінійними та змінними навантаженнями // Технічна електродинаміка. – 2015. – №4. – С. 48-52.

#### REFERENCES

1. Shydlovskyi A.K. Novskyi V.O., Zharkin A.F. Stabilizatsiya parametriv elektrychnoyi enerhiyi v tryfaznykh systemakh napivprovidnykovymy koryhuyuchymy prystroyamy [Stabilization of electric energy parameters in three-phase systems using semiconductor corrective devices]. Kyiv, Institute of electrodynamics of NAS Ukraine, 2013. 378 p. (Ukr).

2. Singh B., Jayaprakash P., Somayajulu T.R., Kothari D.P. Reduced Rating VSC With a Zig-Zag Transformer for Current Compensation in a three-Phase Four-Wire Distribution System. *IEEE Transactions On Power Delivery*, 2009 (Jan), vol.24, no.1, pp. 249-258. doi: 10.1109/tpwrd.2008.2005398.

3. Zharkin A.F., Novskyi V.O., Malakhatka D.O. Hybrid filtercompensating converters for three-phase systems with nonlinear and variable loads. *Tekhnichna elektrodynamika*, 2015, no.4, pp. 48-52. (Ukr).

Надійшла (received) 30.06.2016

Шидловський Анатолій Корнійович<sup>1</sup>, акад. НАН України, д.т.н., Жаркін Андрій Федорович<sup>1</sup>, чл.-кор. НАН України., д.т.н., Новський Володимир Олександрович<sup>1</sup>, д.т.н., с.н.с.,

Малахатка Денис Олександрович<sup>1</sup>, аспірант,

<sup>1</sup> Інститут електродинаміки

Національної академії наук України,

03680, Київ-57, пр. Перемоги, 56, тел/phone +38 044 3662690, e-mail: novsky @ied.org.ua

*A.K. Shydlovsky*<sup>1</sup>, *A.F. Zharkin*<sup>1</sup>, *V.O. Novsky*<sup>1</sup>, *D.O. Malakhatka*<sup>1</sup> <sup>1</sup>Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

56, Peremohy Avenue, Kyiv, 03680, Ukraine.

#### Design concept of hybrid filtering compensating devices for using in low-voltage electrical networks with nonlinear and variable loads.

Purpose. To develop the principles of construction of hybrid filtering-compensating devices (HFCD) for low-voltage electrical networks with nonlinear and variable loads that use different embodiments of circuit solutions. Method. Comparative analysis of the features of construction, performance and effectiveness of the HFCD, that consists of: regulated filtering-balancing device (RFBD) and «distribution» static synchronous compensators of reactive power («D-STATCOM») or multifunctional reactive power compensators (MRPC). Results. It is shown that the connection of primary halfwindings RFBD on a «counter zigzag» provides effect of simultaneous balancing system voltages and improving their harmonious structure by filtering multiples of three harmonics, and parametric asymmetric damping of voltage fluctuations. It is caused by the fact that the such connection of the primary winding RFBD creates a high resistance (hundreds of ohms) for direct and reverse sequences current but very low resistance for zero sequence (ZS) current, determined mainly ohmic resistance of the primary winding RFBD, that reaches hundredths of ohm. Due to high conductivity for the ZS current, such balancing RFBD are «shunt» for three-phase fourwire network and unloads it from the ZS current of fundamental and higher frequencies. The main power circuit solutions of RFBD were determinated, and comparative analysis of them was made. Herein was developed a number of advanced schemes of HFCD, which are used power IGBT-modules, SCR and GTO thyristors. These HFCD can be used in the practical implementation of Smart Grid concept in distribution networks. It is shown that the use of these types HFCD can significantly improve the quality of voltage with nonlinear and asymmetric variable loads and allow to provide EMC due to the decline in the ratios of total harmonic distortion curves of current and voltage in the network, reducing system voltage unbalance and their variations and fluctuations and to ensure electrical safety in electrical facilities in the local electric supply system with HFCD connected to them. Practical value. The results obtained allow to determine the optimal circuit solutions for power units and control systems for «D-STATCOM», RFSD, MRPC with the aim of creating effective HFCD (types 1 and 2) to use in electric distribution networks for comprehensive improvement of power quality and to provide EMC. References 3, tables 1, figures 9. Key words: filtering compensating device, power quality, thyristor, forced commutation.

Я.В. Щербак, К.Я. Івакіна

### ПОКРАЩЕННЯ ЯКОСТІ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ ТЯГОВОЇ ПІДСТАНЦІЇ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ В ЗАМКНУТИХ СТРУКТУРАХ

Досліджено застосування в складі випрямної установки вольтододатного перетворювача побудованого на базі випрямляча, управління яким виконується імпульсно-фазовим методом та ШІМ. Встановлено, що застосування ШІМ підвищує енергетичні характеристики вольтододатного перетворювача в порівнянні з фазовим керуванням. Отримано імпульсну модель вольтододатного перетворювача з ШІМ і аналітичні залежності, що описують його статичні та динамічні характеристики. Показано, що під дією пульсаційної складової вихідної напруги випрямляча вольтододатний перетворювач з ШІМ набуває властивості динамічної ланки зі змінними параметрами. Бібл. 8, рис. 7. Ключові слова: випрямляч, замкнута структура автоматичного регулювання, керований випрямляч, імпульсна модель, коефіцієнт подавлення, гармоніка.

Исследовано применение в составе выпрямительной установки вольтодобавочного преобразователя построенного на базе выпрямителя, управление которым выполняется импульсно-фазовым методом и ШИМ. Установлено, что применение ШИМ повышает энергетические характеристики вольтодобавочного преобразователя по сравнению с фазовым управлением. Получено импульсную модель вольтодобавочного преобразователя с ШИМ и аналитические зависимости, описывающие его статические и динамические характеристики. Показано, что под действием пульсации составляющей выходного напряжения выпрямителя вольтодобавочный преобразователь с ШИМ приобретает свойства динамического звена с переменными параметрами. Библ. 8, рис. 7.

*Ключевые слова:* выпрямитель, замкнутая структура автоматического регулирования, управляемый выпрямитель, импульсная модель, коэффициент подавления, гармоника.

Вступ. Системи тягового електропостачання постійного струму є джерелом заважаючих і небезпечних впливів на пристрої зв'язку і залізничної автоматики. Причиною таких впливів виступають гармоніки змінної складової напруги і струму контактної мережі джерелом яких є випрямлячі тягових підстанцій та рухомий склад з імпульсним регулюванням швидкості. До теперішнього часу проблема компенсації гармонік випрямленої напруги тягової підстанції вирішувалась використанням пасивних фільтрів [1]. В останній час в ряді робіт [2-4] обґрунтовано застосування активних способів фільтрації гармонік із застосуванням замкнутих систем автоматичного регулювання. Замкнуті системи регулювання вихідної напруги тягової підстанції з послідовним з'єднанням некерованого випрямляча і керованого вольтододатка дають змогу регулювати напругу тягової підстанції та компенсувати гармоніки вихідної напруги. Така увага до активних способів подавлення гармонік свідчить про перспективність даного напрямку досліджень.

Постановка задачи. Мета роботи – теоретичні дослідження динамічних процесів замкнутої структури підвищення якості електричної енергії тягової підстанції постійного струму.

Основна частина досліджень. В [5] розглядається замкнута система автоматичного регулювання випрямленої напруги тягової підстанції постійного струму (рис. 1). Основний потік потужності в навантаження передається через низькочастотний канал, який виконано на базі послідовного з'єднання основного *m*-пульсного діодного (НВ) і вольтододатного *m*-пульсного тиристорного (ВДП) випрямлячів. Попередня компенсація гармонік випрямленої напруги забезпечується LC-фільтром (ПФ). Високочастотний канал такої системи представляє собою комбінований активний фільтр (АФ) паралельного типу, задачею якого є компенсація гармонік випрямленої напруги в пирокому діапазоні частот. Стабілізація вихідної напруги здійснюється регулятором напруги РН.





В даній структурі здійснюється одночасна стабілізація вихідної напруги всієї системи і фільтрація низькочастотних гармонік, частоти котрих не перевищують граничної частоти, яка визначається теоремою Котельникова. В двоканальній замкнутій САР реалізовано принцип часового розмежування процесів в низькочастотному і високочастотному каналах, основаному на їх різній швидкодії і відмінності їх полос пропускання, що мінімізує вплив високочастотного каналу на перехідні процеси в замкнутій структурі регулювання випрямляча і дозволяє розглядати і досліджувати канали регулювання не залежно один від одного. Динамічні властивості системи «випрямна установка з вольтододатним перетворювачем - навантаження» визначаються керованим вольтододатком, що підтверджується отриманим рівнянням динаміки для такої системи. При цьому, випрямна установка з ВДП представляє собою амплітудноімпульсний модулятор другого роду, що відображає її імпульсна модель (рис. 2) [6].



Структурна схема системи САР вихідної напруги, яка надає можливість реалізації максимальної швидкодії, наведена на рис. 3.

Несиметрія керування в імпульсній моделі враховується еквівалентним періодичним сигналом  $U_{vy}$ , який діє на СК випрямної установки. Дія несиметрії живильних напруг на силову частину перетворювача враховується періодичним сигналом  $U_{vB}$ . Внутрішній контур регулювання призначений для динамічного демпфування *LC*-фільтра за струмом конденсатора *i<sub>c</sub>* і має ланку

$$H(p) = \frac{T_0 \cdot p}{T_1^2 p^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_1 \cdot p + 1},$$
 (1)

де  $T_1$  – постійна часу фільтра;  $\xi$  – коефіцієнт демпфування;  $T_0 = C \cdot R_{\rm m}$ ;  $R_{\rm m}$  – опір шунта, який включено послідовно з конденсатором фільтра C для виміру струму  $i_c$ .

Зовнішній контур регулювання має ланки:

$$G(p) = \frac{T_3 \cdot p + 1}{T_4 \cdot p}, \qquad (2)$$

$$G_{1}(p) = \frac{T_{1} \cdot p + 1}{T_{0} \cdot p}.$$
 (3)

Зв'язок між вхідним і вихідним сигналами замкнутої структури, представленої на рис. 3, визначається виразом

$$U_{d}^{*}(z,\varepsilon) = \frac{z^{-1} \cdot U_{3}G^{*}(z) \cdot K_{0}T \cdot HG_{1}^{*}(z)}{1 + z^{-1} \cdot K_{0}T \cdot HGG_{1}W^{*}(z,1)}, \qquad (4)$$



Рис. 3. Структурна схема замкненої САР

Отримані умови процесу кінцевої тривалості для даної системи визначаються виразами:

$$T_{4} = K_{0}T \cdot \left(1 - e^{-\xi \frac{T}{T_{1}}} \cdot \left(e^{-\xi \frac{T}{T_{1}}} + 2\cos(a \cdot \frac{T}{T_{1}})\right)\right), \quad (5)$$

$$K_{2} = \frac{T}{T_{\phi}} \cdot \left[ \frac{T_{1}}{K_{0}T_{0}} + \frac{T}{T_{4} \cdot \sin(a \cdot \frac{T}{T_{1}})} \cdot \left[ \left( \frac{T}{T_{1}} - 2\xi \right) \cdot \sin(a \cdot \frac{T}{T_{1}}) \right] - (6) \right]$$
$$-e^{-\xi \frac{T}{T_{1}}} \cdot \left[ a - (2\cos(a \cdot \frac{T}{T_{1}}) - e^{-\xi \frac{T}{T_{1}}}) \cdot (a \cdot \cos(a \cdot \frac{T}{T_{1}}) + \xi \sin(a \cdot \frac{T}{T_{1}})) \right],$$

$$T_{3} = T_{4} \cdot \left( \frac{T_{1}^{2}}{K_{0} \cdot T \cdot T_{0}} - K_{2} \right), \tag{7}$$

де  $a = \sqrt{1 - \xi^2}$ ,  $\xi$  – коефіцієнт демпфування фільтра.

При реалізації в запропонованій замкненій системі автоматичного регулювання граничної швидкодії, стає можливим подавлення низькочастотних гармонік без застосування додаткових зворотних зв'язків із селективними ланками. На рис. 4 наведені графічні залежності для коефіцієнтів подавлення гармонік, викликаних дією несиметрії управляння ( $K_{vy}$ ) та дією несиметрії живильної мережі ( $K_{vB}$ ). Із наведених залежностей витікає, що розширення полоси пропускання ВДП збільшує ефект подавлення гармонік вихідної напруги тягової підстанції.



Рис. 4. Залежність коефіцієнта подавлення від частоти гармоніки: *а* – для шестипульсного випрямляча; *б* – для дванадцятипульсного випрямляча

В [5, 7] для розширення полоси пропускання ВДП виконано перехід від імпульсно-фазового керування до широтно-імпульсної модуляції (ШІМ). В [5] розглядається одностороння ШІМ, а в [7] – двостороння. Вихідна напруга ВДП, побудованого на випрямлячі з ШІМ, являє собою послідовність імпульсів (рис. 5) тривалістю  $t_u = \gamma \cdot T_2$ . Вершини імпульсів модулюються вихідною між періодами дискретності випрямляча  $T_1$  і напругою випрямляча в некерованому режимі. Зв'язок ШІМ  $T_2$  визначається як



Рис. 5 Вихідна напруга випрямляча з ШІМ

Регулювальна характеристика випрямляча з ШІМ не залежить від співвідношень тривалості тактових інтервалів  $T_1$  і  $T_2$ , є лінійною і є раціональною функцією від регульованого параметра ШІМ  $\gamma$ .

В реальних системах період ШІМ в *K*<sub>0</sub> разів менший за період випрямляча. Це надає можливість переходу від амплітудно-імпульсної модуляції першого роду (AIM-1) до амплітудно-імпульсної модуляції другого роду (AIM-2). Такий перехід дозволяє при розгляді динамічних характеристик застосовувати відомий математичний апарат опису імпульсних систем. Перехід від AIM-1 до AIM-2 характеризується заміною реальної імпульсної послідовності вихідної напруги вольтододатного перетворювача на послідовність прямокутних імпульсів (рис. 2).

В цьому випадку вираз для регулювальної характеристики вольтододатного перетворювача, який записано у відносних одиницях, набуває вигляду

$$\overline{U}d_{\gamma Tu} = \frac{\gamma \cdot \pi}{K_o \cdot m \cdot \sin\frac{\pi}{m}} \sum_{n=1}^{K_o} \sin\frac{\pi}{K_o \cdot m} [2(1-n+K_o)+\gamma].$$
(8)

Аналіз виразу (8) і результатів виконаних розрахунків вказує на те, що регулювальна характеристика вольтододатного перетворювача з ШІМ з достатньо високою точністю може бути описана аналітичною залежністю

$$U_{dT1} = \gamma \cdot K_1 \cdot U_{dD} \,. \tag{9}$$

Максимальної величини похибка апроксимації досягає при  $K_0 = 2$  і не перевищує 2 %. При цьому слід зазначити, що робочими є частоти ШІМ при  $K_0>2$ . Для реальної величини  $K_0 = 6$  максимальна величина відносної похибки не перевищує 0,2 %.

Застосування у вольтододатному перетворювачі ІШМ змінює природу генерації гармонік у вихідному колі випрямної установки тягової підстанції. При симетрії напруг живильної мережі і строгій реалізації величини коефіцієнта  $K_0$  у вихідному колі генеруються канонічні гармоніки некерованого випрямляча тягової підстанції і ВДП з частотами:

$$f_k = kmf_o, \ f_q = qmK_of_o, \tag{10}$$

де k і q – номери гармонік НВ та ВП.

При несиметрії напруг живильної мережі вихідна напруга випрямної установки доповнюється неканонічними гармоніками з частотами  $f_V = 2vf_o$ . Величини неканонічних гармонік визначаються коефіцієнтом несиметрії і змінюються у функції регульованого параметра ШІМ  $\gamma$ .

Відхилення K<sub>0</sub> від установленої величини викликає генерацію у вихідну напругу випрямної установки низькочастотних субгармонік, частоти яких

$$\Delta \omega = q m \omega_o \Delta K_o , \qquad (11)$$

можуть збігатися з робочими частотами залізничної автоматики.

Необхідний ступінь фільтрації наведених гармонік на тягових підстанціях залізничного транспорту визначається величиною заважаючої напруги, яка визначає допустимий вплив випрямної установки на залізничну автоматику. Показано, що з урахуванням гармонічного складу вихідної напруги випрямної установки з вольтододатним перетворювачем керованим ШІМ, заважаюча напруга визначається як

$$U_{MH} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} (U_k \rho_k)^2 + \sum_{q=1}^{\infty} (U_q \rho_q)^2 + \sum_{\nu=1}^{\infty} (U_\nu \rho_\nu)^2 + \sum_{b=1}^{\infty} (U_\Delta \rho_\Delta)^2} , (12)$$

де *U* – діюче значення напруги відповідної гармоніки, *ρ* – коефіцієнт акустичної дії (коефіцієнт приведення відповідної гармоніки до частоти 800 Гц). Для малих значень відхилень вхідного діяння випрямляч з ШІМ являє собою амплітудно-імпульсний модулятор другого роду [8]. Динамічний зв'язок між приростами керуючого діяння і вихідною Е.Р.С. має змінний характер на кожному інтервалі дискретності ШІМ, що викликано змінами  $K_i$  і  $F_i$  під дією пульсаційної складової вихідної напруги випрямляча. Дану властивість необхідно враховувати при точному описі динамічних процесів замкнутої структури в якій реалізується гранична швидкодія. Імпульсна модель, яка складається з ідеального імпульсного елементу з періодом квантування  $T_2$  і приведеної неперервної частини, яка несе інформацію про статичний  $K_i$  і динамічний  $F_i$ коефіцієнт передачі, наведена на рис. 6.

$$\overset{\Delta U_y}{\longrightarrow} \overset{T_2}{\longrightarrow} \overset{\Delta e_e}{\longrightarrow}$$

Рис. 6. Імпульсна модель випрямляча з ШІМ

Динамічний зв'язок між приростами керуючого діяння і вихідною Е.Р.С. має змінний характер на кожному інтервалі дискретності ШІМ, що викликано змінами  $K_i$  і  $F_i$  під дією пульсаційної складової вихідної напруги випрямляча. Дану властивість необхідно враховувати при точному описі динамічних процесів замкнутої структури в якій реалізується гранична швидкодія.

Із застосуванням методу суперпозиції і модифікованого *z* – перетворення одержано вираз для фактора пульсацій для системи з приведеною неперервною частиною у вигляді узагальненої аперіодичної ланки

$$F_{j}^{-1} = 1 + \sum_{n=1}^{K_{o}} K_{o}(nT_{2}) \cdot K_{i} \frac{T_{2}}{T_{i}} \cdot \frac{e^{(n-1)\frac{T_{2}}{T_{i}}}(e^{-\gamma \frac{T_{2}}{T_{i}}} - e^{-\frac{T_{2}}{T_{i}}})}{1 - e^{-\frac{T_{2}}{T_{i}}}},$$
(12)

де  $K_{\theta}(nT_2)$ ,  $K_i$  – статичні коефіцієнти передачі випрямляча та аперіодичної ланки на *n*-му інтервалі дискретності ШІМ;  $T_i$  – стала часу.

Досліджено ефект подавлення гармонік випрямної установки двоконтурною системою автоматичного регулювання вихідної напруги при її налаштуванні на умови (5) –(7). Одержано вираз для модуля коефіцієнта подавлення

$$\begin{split} K(\omega) &= \sqrt{\frac{A^2 + B^2}{[\omega^4 T_2 T_4 T_1^2 - \omega^2 T_2 T_4]^2 + 4\omega^6 \xi^2 T_2^2 T_4^2 T_1^2}} \\ A &= \omega^4 T_2 T_4 T_1^2 - \omega^2 T_2 [T_4 + K_o (T_3 + T_1)], \\ B &= [\omega K_o T_2 - \omega^3 T_1 T_2 (2\xi T_4 + K_o T_3)]. \end{split}$$
(13)

На рис. 7 наведена розрахована за (13) графічна залежність коефіцієнта подавлення у функції частот субгармонік. Аналіз одержаної залежності вказує на достатньо високу ефективність зменшення амплітуд субгармонік замкнутою структурою. Так, для субгармоніки з частотою  $f = 50 \ {\Gamma} {\rm u} K_{\rm n} = 9,435$ ; для гармоніки  $f = 100 \ {\Gamma} {\rm u}$ , викликаною несиметрією живильної мережі,  $K_{\rm n} = 5,225$ ; для основної гармоніки випрямляча  $f = 300 \ {\Gamma} {\rm u} K_{\rm n} = 3,158$ . Ефект подавлення субгармонік посилюється із зменшенням їх частот, що є особливо важливим для випрямної установки залізничної тягової підстанції.



Рис. 7. Залежність коефіцієнта подавлення від частоти субгармоніки

#### Висновки.

 Показана ефективність застосування вольтододатного перетворювача в складі випрямляючої установки тягової підстанції для покращення якості електричної енергії контактної мережі.

2. Показано, що реалізація процесу кінцевої тривалості дозволяє крім стабілізації вихідної наруги випрямної установки з вольтододатним перетворювачем, який керується за допомогою широтноімпульсної модуляції, здійснювати подавлення: основної гармоніки випрямляча; низькочастотних гармонік, які викликаються несиметрією живильної мережі і власною несиметрією випрямної установки; гармонік, що виникають в результаті биття. Одержані величини коефіцієнта подавлення: f = 50 Гц,  $K_n = 9,435$ ; f = 50 Гц, f = 100 Гц,  $K_n = 5,225$ ; f = 300 Гц,  $K_n = 3,158$ .

3. Подальше розширення полоси пропускання вольтододатного перетворювача надає можливість підвищення ефекту подавлення гармонік вихідної напруги тягової підстанції.

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Тяговые подстанции: [учебник для вузов ж.-д. транспорта] / Ю.М. Бей [и др.]. – М.: Транспорт, 1986. – 319 с.

2. Хворост Н.В., Гончаров Ю.П., Панасенко Н.В. [и др.] Совершенствование электрической тяги постоянного тока железных дорог Украины для скоростного пассажирского движения // Залізничний транспорт України. – 2003. – №6 – С. 25-31.

3. Панасенко Н.В., Божко В.В., Гончаров Ю.П. [и др.] Обратимый преобразователь вольтодобавочного типа для тяговых подстанций электрифицированных железных дорог // Залізничний транспорт України. – 2007. – №4. – С. 76-80.

4. Щербак Я.В., Ягуп Е. Подавление гармоник сетевых токов тяговой подстанции с помощью вольтодобавочного управляемого выпрямителя // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2006. – №6. – С. 78-80.

5. Івакіна К.Я. Підвищення якості електричної енергії тягової підстанції постійного струму в замкнутих структурах. Автореф. дис. к.т.н., Харків, 2014.

6. Щербак Я.В., Слободчиков И.В. Динамические свойства вольтодобавочного преобразователя тяговой подстанции в режиме непрерывного тока // Вісник Кременчуцького державного університету ім. М. Остроградського. – 2010. – №3(62). – С. 63-66.

7. Панченко В.В. Покращення електромагнітної сумісності тягової підстанції постійного струму з контактною мережею. Автореф. дис. к.т.н., Харків, 2016.

8. Щербак Я.В., Ивакина Е.Я. Динамические характеристики выпрямителя с широтно-импульсной модуляцией // Технічна електродинаміка. – 2014. – №3. – С. 47-51.

#### REFERENCES

*I.* Bey Yu.M. *Traction substations*. Moscow, Transport Publ., 1986. 319 p. (Rus).

2. Khvorost N.V., Goncharov Y.P., Panasenko N.V. Improving the electric traction DC Ukrainian railways for high-speed passenger traffic. *Zaliznichny transport Ukraine*, 2003, no.6, pp.25-31. (Rus).

*3.* Panasenko N.V., Bozhko V.V., Goncharov Y.P. Reversible buck converter type for traction substations of electrified railways. *Zaliznichny transport Ukraine*, 2007, no.4, pp.76-80. (Rus).

4. Shcherbak Y., Yagup E. Harmonic suppression network current traction substation via booster controlled rectifier. *EEJET*, 2006, no.6, pp. 78-80. (Rus).

5. Ivakina K.Y. Improving the quality of electric power traction substation DC in closed structures. Abstract. Diss. Ph.D., Kharkiv. 2014. (Ukr).

6. Shcherbak Y.V., Slobodchikov I.V. Dynamic properties buck converter traction substation in continuous current mode. *Transactions of Kremenchuk Mykhaylo Ostrogradskiy State University*, 2010, no.3(62), pp. 63-66. (Rus).

7. Panchenko V.V. Improved EMC traction substation DC catenary. Abstract. Diss. Ph.D., Kharkiv. 2016. (Ukr).

**8.** Shcherbak Ya.V., Ivakina K.Ya. Dynamic characteristics of the rectifier with pulse width modulation. *Technical Electrodynamics*, 2014, no.3, pp. 47-51. (Rus).

Надійшла (received) 10.05.2016

Щербак Яків Васильович<sup>1</sup>, д.т.н., проф., Івакіна К.Я.<sup>1</sup>, к.т.н.,

<sup>1</sup> Харківський національний університет

міського господарства ім. О.М. Бекетова,

61002, Харків, вул. Маршала Бажанова, 17,

тел/phone +38 096 2208996, e-mail: Sherbak47@mail.ru.

Ya.V. Shcherbak<sup>1</sup>, K.Ya. Ivakina<sup>1</sup>

<sup>1</sup>O.M. Beketov National University of Urban Economy in Kharkiv,

17, Marshal Bazhanov Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

## Improving of power quality of DC traction substations in closed structures.

Purpose. Theoretical study of dynamic processes closed structures improve the quality of electric power traction substation DC. Methodology. The studies of dynamic processes closed tipped automatic control converter output voltage is the phase control and pulse - width modulation. The studies were performed using pulsed modeled controlled rectifier with different management methods. The study laid the mathematical apparatus of the modified Z- transformation. Compare the suppression of a closed structure that is configured to process a finite duration, output voltage harmonics managed electric power converter. Results. The efficiency of the boost converter in the rectifier unit composed of traction substation to improve energy electrical contact network. It is shown that the implementation of the final processing time allows in addition to the stabilization of the output voltage of the rectifier unit with a buck converter, which is controlled by a pulse – width modulation, to carry out repression: the fundamental wave rectifier; lowfrequency harmonics, which are caused by supply asymmetry and asymmetry own rectifier unit; harmonics arising from the beat. The values obtained suppression factor: f = 50 Hz, n 9,435; f = 50 Hz, f = 100 Hz, n = 5,225; f = 300 Hz, n = 3,158. Further expansion of the boost converter allows you to increase the bandwidth of the suppression of the harmonics of the output voltage of traction substation. Originality. For the first time we investigated the dynamic processes of the rectifier with pulsewidth modulation and analyzed the process of suppressing the output voltage harmonics. References 8, figures 7.

*Key words:* rectifier, closed automatic control structure, controlled rectifier, pulse pattern, the suppression ratio, harmonic. В.Г. Ягуп, К.В. Ягуп

# АНАЛИЗ РЕЖИМА СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ С СИЛОВЫМ АКТИВНЫМ ФИЛЬТРОМ ПО ОПТИМИЗАЦИОННОМУ АЛГОРИТМУ

Розглядається трифазна система електропостачання з несиметричним навантаженням, в якій симетрування і компенсація реактивної потужності здійснюється за допомогою силового активного фільтра паралельного типу. Оптимальний режим визначається за допомогою комп'ютерного моделювання та оптимізації за методом деформованого багатогранника. Бібл. 6, рис. 3.

*Ключові слова:* система електропостачання, силовий активний фільтр, пошукова оптимізація, несиметрія, реактивна потужність.

Рассматривается трехфазная система электроснабжения с несимметричной нагрузкой, в которой симметрирование и компенсация реактивной мощности осуществляется посредством силового активного фильтра параллельного типа. Оптимальный режим определяется с помощью компьютерного моделирования и оптимизации по методу деформируемого многогранника. Библ. 6, рис. 3.

Ключевые слова: система электроснабжения, силовой активный фильтр, поисковая оптимизация, несимметрия, реактивная мощность.

Постановка задачи. Трехфазные системы электроснабжения в своей концепции предполагают работу в симметричном режиме, когда каждая их трех фаз отдает одинаковую мощность. При этом потери в системе равномерно распределены по каждой из линий электропередачи, а источники электроэнергии в каждой фазе нагружены равномерно. Однако реальные нагрузки в сферах сельского и коммунального хозяйства, а также в системах промышленного электроснабжения вносят существенную несимметрию [1]. Несимметричный режим характеризуется проявлением неравномерной загрузки фаз. При этом токи в линиях электропередачи могут отличаться в несколько раз. Это вызывает перегрев кабелей, увеличение потерь и снижение эффективности системы электроснабжения. Возрастанию нагрузок на электрические сети способствуют также и преимущественно индуктивный характер нагрузок, который обусловливает относительно большие уровни реактивной мощности в системах электроснабжения.

Анализ исследований и публикаций. Компенсация реактивной мощности и симметрирование существенно повышают энергетические показатели трехфазных систем электроснабжения [2]. Указанные меры могут быть осуществлены включением симметро-компенсирующих устройств, составленных из реактивных элементов [3]. В последние десятилетия силовые активные фильтры занимают превалирующие позиции в решении указанных проблем. Силовая часть силового активного фильтра может быть построена по достаточно простым схемам трехфазного инвертора. Задачу управления таким инвертором призвана решить интеллектуальная система управления. Эта система управления реализуется на основе источников напряжения и тока в силовой части системы электроснабжения. Снимаемая информация от датчиков поступает на цифровые процессоры, которые отрабатывают эти сигналы, подвергая специальным преобразованиям [4]. В конечном счете, в системе управления вырабатываются сигналы на управляемые полупроводниковые приборы инвертора, которые на основе баланса мощностей формирует токи

активного фильтра, обеспечивающие выравнивание токов в линиях электропередачи и совпадение их фаз с фазами питающих напряжений ( $\cos\varphi=1$ ). Между тем, предпринятые в ряде работ [5, 6] попытки использовать методы оптимизации для расчета режимов симметрирования и компенсации реактивной мощности трехфазных систем электроснабжения показали эффективность и простоту реализации предложенных методов.

Целью статьи является использование методов поисковой оптимизации для анализа режимов симметрирования и компенсации реактивной мощности в трехфазных системах электроснабжения с несимметричными линейными нагрузки и с включением в систему силового активного фильтра параллельного типа.

Основная часть. На рис. 1 приведена модель рассматриваемой системы в обобщенном виде с нормированными параметрами. Источники электрической энергии е<sub>a</sub>, е<sub>b</sub>, е<sub>c</sub> образуют симметричную трехфазную систему питающих напряжений. Линия электропередачи представлена катушками с индуктивностями 0,001 Гн. Питаемая от сети нагрузка несимметрична: *R<sub>Ha</sub>*=0,7 Ом, *R<sub>Hb</sub>*=1 Ом, *R<sub>Hc</sub>*=2 Ом, *L<sub>Ha</sub>*=0,005 Гн, L<sub>Hb</sub>=0,01 Гн, L<sub>Hc</sub>=0,04 Гн. Силовой активный фильтр подключен через ограничительные дроссели  $L_{fa} = L_{fb} = L_{fc} = 0,003$  Гн, подключенные параллельно нагрузке. Инвертор фильтра собран по мостовой схеме на IGBT транзисторах, шунтированных обратными диодами. Питание инвертора фильтра осуществляется от накопительного конденсатора  $C_f=600$  мкФ, который заряжается от питающей сети через обратные диоды и ограничительные дроссели.

Система управления силовым активным фильтром получает на входе сигналы задающих токов  $I_{km}$ .  $a^2 I_{km}$ ,  $a I_{km}$  (a – оператор поворота на 120 эл. градусов), которые имеют одинаковые амплитуды  $I_{km}$  и совпадают по частоте и фазе с источниками питающих напряжений сети.

Изменение величины  $I_{km}$  приводит к изменению режима работы как силового активного фильтра, так и системы электроснабжения в целом.



Рис. 1. Визуальная модель трехфазной системы электроснабжения с силовым активным фильтром

С другой стороны в качестве входных сигналов на систему управления поступают сигналы от датчиков тока, повторяющих токи в линиях электропередачи. Сигналы линейных токов уравниваются с соответствующими сигналами задающих токов. Разностный сигнал подается на релейный элемент с симметричной характеристикой. В результате формируются управляющие импульсы, которые подаются на ключевые элементы инвертора. От каждого из каналов управления снимается два управляющих сигнала – прямой и инверсный. Сигналы линейных токов уравниваются с соответствующими сигналами задающих токов. Разностный сигнал подается на релейный элемент с симметричной характеристикой. В результате формируются управляющие импульсы, которые подаются на ключевые элементы инвертора. От каждого из каналов управления снимается два управляющих сигнала - прямой и инверсный. Прямой управляющий сигнал подается на IGBT-транзистор верхнего плеча соответствующей фазы, а инверсный - на транзистор нижнего плеча этой же фазы. Тем самым обеспечивается поочередная работа транзисторов с одного плеча.

Накопительный конденсатор Cf заряжается на интервалах времени, когда транзисторы закрыты. В ряде работ этот конденсатор называется подвешенным. Напряжение на нем должно превышать амплитуду линейного напряжения, чтобы обеспечить поступление энергии корректирующих токов фильтра в направлении от инвертора к сети. Рекомендуемое в ряде

работ превышение напряжения на конденсаторе как минимум должно составлять 20-30 %. Следует заметить, что принципиально конденсатор может быть «накачан» до больших напряжений. С работой конденсатора связана проблема обеспечения и стабилизации необходимого напряжения. При разрядке конденсатора работа силового фильтра нарушается, поскольку обратные диоды открываются для дозаряда конденсатора. Вследствие этого транзисторы временно теряют возможность влиять на электромагнитные процессы в системе. В предложенной модели отсутствуют дополнительные управляющие подсистемы для предварительного заряда конденсатора и стабилизации его напряжения. При включении фильтра от нулевого начального напряжения конденсатора, в течение первого полупериода питающего напряжения происходит заряд конденсатора. Ток заряда ограничивается лишь небольшими сопротивлениями сети и дросселей силового фильтра. Он может на порядок превышать минимальные токи полупроводниковых приборов, что представляет опасность перегрева структур приборов. Для компьютерной модели это обстоятельство не имеет значения. Однако вносимые зарядом конденсатора искажения в работу фильтра существенно ухудшают точность расчетов. Поэтому при моделировании задано время работы модели в течение двух периодов, что казалось вполне достаточным для установления режима и измерения необходимых показателей. При зарядке накопительного конденсатора естественным образом от нулевого начального напряжения превышение напряжения на конденсаторе над линейным напряжением сети обеспечивается за счет отдачи в конденсатор энергии ограничительных буферных дросселей.

Определение режима симметрирования и полной компенсации реактивной мощности осуществляется с помощью поисковой оптимизации [5, 6]. Оптимизационная задача ставится таким образом, что параметром оптимизации является амплитуда I<sub>km</sub> задающих токов силового активного фильтра. Целевая функция вычисляется в процессе работы модели в течение заданного интервала. Она представляет собой положительную разность между активной мощностью, отдаваемой источниками электрической энергии, и активной мощностью, потребляемой несимметричной нагрузкой. Потерями в инверторе т.о. пренебрегаем. Обе мощности в модели измеряются по методу двух ваттметров. Для этого измеряются два линейных тока и напряжения, и эти сигналы подаются на виртуальный измеритель PQ активной и реактивной мощностей.

Результаты измерений двумя парами виртуальных приборов суммируются и далее выделяются и используются лишь значения активной мощности. Разность мощностей для устранения отрицательного знака, как это видно из модели, возводится в квадрат и далее извлекается квадратный корень. Полученное значение целевой функции через блок To Workspace передается в рабочее пространство системы MATLAB с именем Nev. Это имя используется в программной части системы поисковой оптимизации в качестве глобальной переменной. Оптимизация обеспечивается встроенной файл-функцией fminsearch(), реализующей алгоритм оптимизации по методу деформируемого многогранника. Поскольку в этой системе оптимизации содержится лишь одна переменная оптимизации, можно использовать даже простейшую программу одномерной оптимизации, например, по методу дихотомии или золотого сечения. В процессе оптимизации целевая функция должна быть сведена к нулю, что физически означает равенство активных мощностей, отдаваемой источниками электрической энергии и потребляемой нагрузкой. Значение амплитуд I<sub>km</sub> задающих токов фильтра является оптимальным и определяет режим симметризированного режима при полной компенсации реактивной мощности при  $\cos\varphi_a = \cos\varphi_b = \cos\varphi_c = 1$ . Результаты решения поставленной задачи отображены на виртуальных приборах модели, приведенной на рис. 1. Оптимальное значение задающего тока фильтра *I<sub>km</sub>* = 7,7670 А. При этом, как видно из показаний виртуальных приборов, активные мощности источников и нагрузки составляют величину *P<sub>e</sub>*=*P<sub>H</sub>*=2172 Вт. При этом величина целевой функции составляет Nev=0,006641, что характеризует высокую точность проведенного численного анализа. На рис. 2 приведены временные диаграммы токов в линиях электропередачи в найденном оптимальном режиме. Здесь видно, что в течение первого полупериода токи в линиях за счет заряда конденсатора достигают значений 72 А.

Однако далее в течение последующих трех полупериодов токи в линиях устанавливаются на заданном уровне, задаваемом источниками тока силового активного фильтра. Токи в линиях совпадают по фазе с напряжениями источников электрической энергии, обеспечивая, таким образом, единичный коэффициент мощности. Напряжение на накопительном конденсаторе, питающем активный фильтр (рис. 3) устанавливается, что видно по периодическим колебания пульсации этого напряжения с частотой, равной удвоенной частоте питающей сети. Установление напряжения на накопительном конденсаторе свидетельствует о том, что вся активная мощность сети расходуется на нагрузку, что и определяет оптимальный режим системы электроснабжения с силовым активным фильтром.



ISSN 2074-272X. Електротехніка і Електромеханіка. 2016. №4(2)

#### Выводы

1. Использование методов поисковой оптимизации позволяет с высокой точностью определить параметры оптимального режима в трехфазной системе электроснабжения с силовым активным фильтром.

2. При этом не требуется снабжать систему управления инвертором активного фильтра сложными вычислительным устройствами.

3. Найденный в результате оптимизации режим характеризуется симметрированием и полной компенсацией реактивной мощности в системе электроснабжения.

4. Компьютерные эксперименты показывают, что напряжение на накопительном конденсаторе может устанавливаться в течение первого периода напряжения сети и далее сохраняет периодичность с двойной частотой сети при выполнении условий баланса активных мощностей.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Милях А.Н., Шидловский А.К., Кузнецов В.Г. Схемы симметрирования однофазных нагрузок в трехфазных цепях – Киев: Наукова думка, 1973. – 219 с.

2. Шидловский А.К., Новский В.А., Каплычный Н.Н. Стабилизация параметров электрической энергии в распределительных сетях. – К.: Наукова думка, 1989. – 312 с.

3. Шидловский А.К., Мостовяк И.В., Кузнецов В.Г. Анализ и синтез фазопреобразовательных цепей. – Киев: Наукова думка, 1979. – 299 с.

**4.** Akagi H., Watanabe E.M., Aredes M. Instantaneous Power Theory and applications to Power Conditioning. – IEEE Press. – 379 p.

5. Ягуп В.Г., Ягуп Е.В. Синтез электрической системы во временной области методом поисковой оптимизации // Технічна електродинаміка. – 2015. – №2. – С. 24-29.

6. Ягуп В.Г., Ягуп Е.В. Определение режима компенсации реактивной мощности в четырехпроводной трехфазной системе электроснабжения с помощью поисковой оптимизации // Технічна електродинаміка. – 2016. – №1. – С. 60-66.

#### REFERENCES

*I.* Milyah A.N., Shydlowskyi A.K., Kuznetsov A.G. *Balancing* of circuit single-phase loads in three-phase circuits. Kiyv, Naukova Dumka Publ., 1973. 219 p. (Rus)

2. Shydlouskyi A.K., Novskyi V.A., Kaplychnyi N.N. *Stabilization of electric energy parameters in distributing networks*. Kiyv, Naukova Dumka Publ., 1989. 312 p. (Rus)

3. Shydlovskyi A.K., Mostoviak I.V., Kuznetsov V.G. *Phase forming circuits analysis and synthesis*. Kiev, Naukova Dumka Publ., 1979. 299 p. (Rus)

**4.** Akagi H., Watanabe E.M., Aredes M. *Instantaneous Power Theory and applications to Power Conditioning*. IEEE Press, 379 p.

5. Yagup V.G., Yagup E.V. Synthesis of electric system in time domain by searching optimization method. *Tekhnichna Elektrodynamika*, 2015, no.2, pp. 24-29. (Rus)

6. Yagup V.G., Yagup E.V. Determination of reactive power compensation mode in four-wire three-phase electric power supply system using search engine optimization. *Tekhnichna Elektrodynamika*, 2016, no.1, pp. 60-66. (Rus)

Поступила (received) 13.06.2016

### Ягуп Валерий Григорьевич<sup>1</sup>, д.т.н. проф.,

Ягуп Екатерина Валериевна<sup>2</sup>, к.т.н, доц., <sup>1</sup>Харьковский национальный университет

городского хозяйства им. А.Н. Бекетова,

61002, Харьков, ул. Маршала Бажанова, 17,

тел/phone +38 050 9738199, e-mail: yagup\_walery@rambler.ru

<sup>2</sup> Украинская государственная академия

железнодорожного транспорта,

61050, Харьков, пл. Фейербаха, 7,

тел/phone +38 099 1353156, e-mail: yag.kate@rambler.ru

#### V.G Yagup<sup>1</sup>, K.V. Yagup<sup>2</sup>

<sup>1</sup>O.M. Beketov National University of Urban Economy in Kharkiv,

17, Marshal Bazhanov Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

<sup>2</sup> Ukrainian State University of Railway Transport,

7, Fejerbakha Sq., Kharkov, 61050, Ukraine.

## Analysis mode power supply systems with power active filter according to the optimization algorithm.

Purpose. Analysis of balancing and reactive power compensation modes in the three-phase power supply system with asymmetric linear load and the power of parallel type active filter using search optimization methods. Methodology. The actual loads in power supply systems couple asymmetry into the network, causing network overload, additional heating cables, increase losses and reduce the effectiveness of the power supply system. Balancing of the currents in the network may be accomplished using an active filter, the power circuit of which is a three-phase inverter. For this purpose, by means of system MATLAB and its graphical environment Simulink a special visual model has been developed. The balancing was performed using search optimization in it. The power filter is the inverter assembled in a bridge circuit on IGBT transistors, shunted by backward diodes. The input of the key elements of the inverter supplied control pulses, which are formed by difference signals. Difference signals are the difference between the signals from the linear current detectors and set currents signals. Control signals to the transistors produced by relay elements. Optimization performed embedded file-function fminsearch (). Optimization parameters are set current amplitude. The objective function is the positive difference between the active power delivered by the sources of electric power and active power consumed by the unbalanced load. Results. Founded in the result of optimization mode is characterized by symmetrization and full compensation of reactive power in the electricity supply system. The voltage on the reservoir capacitor of the inverter reaches the steady state in the first period and the voltage retained more, pulsing with double frequency of supply net when the active power balance conditions are met. Originality. The methods used to calculate the optimization of balancing modes and compensation of reactive power of three-phase power supply systems allow with high accuracy to determine the parameters of the optimal mode in the three-phase power supply system with the power active filter. This eliminates the need to supply active filter inverter control system with compound computing devices. References 6, figures 3.

*Key words:* power supply system, power active filter, search engine optimization, unbalance, reactive power.
П.Д. Андриенко, О.В. Немыкина, Д.С. Андриенко

# ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ СИСТЕМ ПИТАНИЯ КРАНОВ С ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫМ ПРИВОДОМ

У статті проведено дослідження електромагнітної сумісності систем живлення кранів з частотно-регульованим приводом на постійному і змінному струмі. Показано, що найкращою є система живлення кранів на постійному струмі з точки зору втрат потужності і досягнення показників якості електроенергії. Бібл. 6, табл. 2, рис. 7. Ключові слова: електроживлення, частотно-регульований привід, випрямляч, постійний струм, змінний струм.

В статье проведены исследования электромагнитной совместимости систем питания кранов с частотнорегулируемым приводом на постоянном и переменном токе. Показано, что наиболее предпочтительной являются система питания кранов на постоянном токе с точки зрения потерь мощности и достижения показателей качества электроэнергии. Библ. 6, табл. 2, рис. 7.

Ключевые слова: электропитание, частотно-регулируемый привод, выпрямитель, постоянный ток, переменный ток.

Введение. Использование частотно-регулируемого привода (ЧРП) в крановых установках позволило повысить износ их металлоконструкций за счет снижения механических нагрузок, также снизить энергоемкость и потребление электроэнергии. Наибольшее распространение получили ЧРП с двухзвенными преобразователями частоты (ПЧ), которые качественно изменяют режимы работы систем электропитания кранов (СЭК) из-за наличия в ней высших гармоник тока. Звено постоянного тока образует выпрямитель, питающий группу инверторов по числу электродвигателей механизмов крана. Место расположения группового выпрямителя на кране или распределительном устройстве трансформатора определяет род тока СЭК переменный или постоянный.

Несмотря на значительное число работ [1, 2, 6] посвященных электромагнитной совместимости выпрямителей ПЧ с сетью, вопросы электромагнитной совместимости (ЭМС) СЭК с ЧРП требуют дополнительного изучения в связи с особенностью конструкции токопроводов для крановых установок.

Целью работы – исследование электромагнитной совместимости и показателей качества электроэнергии в системах питания постоянного и переменного тока крановых установок с ЧРП, а также разработка рекомендаций обеспечению их приемлемых значений.

Основные результаты работы. На рис. 1 и 2 представлены СЭК переменного и постоянного тока для крановых установок с ЧРП. Исследования проводились:

• СЕК переменного тока выполненой шинами для портальных кранов на примере причала «Южный» Одесской области, которые питают четыре портальных крана. Установленная мощность крана «Сокол» Руст. = 342 кВт (грузоподъемностью 16 т, при вылете стрелы 32 м). Длина причала 150 м;

• СЕК постоянного тока выполненой тролейными линиями для мостовых кранов цеха горячей прокатки завода «Запорожсталь», которые питают пять мостовых кранов. Четыре крана грузоподьмностью 80 т и один – 50 т. Установленная мощность крана, грузоподъемностью 80 т:  $P_{ycm.} = 288$  кВт. Установленная мощность крана, грузоподъемностью 50 т:  $P_{ycm.} = 123$  кВт. Длина цеха 150 м.

Для питания электроприводов кранов использован групповой выпрямитель с двухсторонней проводимостью, обеспечивающий рекуперацию энергию в сеть [3]. Для исследования электромагнитных процессов в соответствии с расчетной схемой ПЧ и схемой замещения СЭК составлена модель (рис. 3). Исследования проводились на математической модели [4].





Рис. 2. Схема СЭК постоянного тока

Изменение выпрямленного тока одного крана проводились в диапазоне до 500 А в режиме выпрямления и в режиме рекуперации – до -250 А. В выпрямителе с двухсторонней проводимостью работа ключей синхронизирована с работой соответствующих диодов.

© П.Д. Андриенко, О.В. Немыкина, Д.С. Андриенко



Рис. 3. Модель СЭК с шиной переменного тока

Осциллограммы фазного тока и напряжения питающей сети в режиме потребления, в режиме рекуперации и режиме XX крана представлены на рис. 4,*a-в.* Гармонический анализ показывает, что в режиме потребления ( $I_i$ =500 A) максимальное значение имеет 5-я гармоника достигая 38,25 % от основной, а в PP ( $I_i$ = -250A) – 7-ая гармоника достигая 23,2 %. При рекуперации гармоники высоких порядков 13 и выше в 1,4-2 раза больше по сравнению с режимом выпрямления, достигая значения 6-12 % от основной гармоники, что приводит к усложнению фильтрующего устройства (ФУ), которое должно иметь сложную структуру с несколькими ступенями, включение которых происходит в зависимости от режима работы крана.



в режиме рекуперации (PP)  $I_i$  = -250 A ( $\delta$ ), и режиме XX крана (s);  $U_{\kappa_3}(S_{\kappa_4})$  = 3,1 %

Как показывают исследования, наличие высших гармоник приводит к увеличению потерь мощности в СЭК, выполненных троллейными линиями для исследуемых вариантов до 2 раз и потери напряжения до 2,6 раза в токопроводах, реализованных шинами, по сравнению с результатами, полученными для синусоидального тока, что вызывает необходимость проверочных расчетов троллейных линий и шин.

Преобразователи частоты при одновременной работе кранов без входных реакторов на шине переменного тока имеют большое взаимное влияние, что приводит к повышению входного коэффициента искажения тока  $THD_I$ , который достигает 70-75 % в зависимости от удаленности крана. Установка реакторов с  $U\kappa_3 \approx 4,5$  % на каждом кране существенно снижает взаимное влияние и улучшает  $THD_I$  на шине переменного тока и в точке подключения источника питания – на распределительном пункте (РП) – 0,4 кВ. Значение  $THD_I$  на РП – 0,4 кВ достигает 27,6-31,5 % соответственно в РП и РР.

При моделировании СЕК постоянного тока установлено, что наличие индуктивности троллейной линии существенно меняет форму фазного тока, которая становится практически прямоугольной в обоих режимах, рис.5. *ТНD*<sub>1</sub> на РП – 0,4 кВ достигает 18,7 и 19,9 %, коэффициент искажения напряжения ( $K_U$ ) достигает 5,3 и 7,9 % соответственно в РП и РР, что соответствует условиям стандартов МЭК, IEEE Standard 519-1992 и ГОСТ 13109-97.



Рис. 5. Осциллограммы фазного тока  $(i_{\phi})$  и напряжения  $(u_{\phi})$  на РП-0,4 кВ в режиме потребления и рекуперации;  $L_{d\tau} = 0.36 \cdot 10^{-3} \, \Gamma \mathrm{H}$ 

В СЕК постоянного тока с ЧРП индуктивность шин на порядок меньше, чем в троллейных линиях, поэтому *THD*<sub>1</sub> на РП – 0,4 кВ возрастает до 26,5 и 30,5 % и  $K_U$  до 5,8 % и 9,3 % соответственно в РП и РР. Значение коэффициента *THD*<sub>1</sub> соответствуют условиям стандарта МЭК в РС и РР и не соответствуют условиям IEEE Standard 519-1992. Значение коэффициента  $K_U$  не соответствуют этим же условиям в РР, что требует проведения мероприятий по обеспечению показателей качества электроэнергии (ПКЭ) и ЭМС.

Улучшение *THD*<sub>1</sub> в режиме рекуперации СЕК с шиной переменного тока выполняется использованием системы управления с импульсным формированием тока на заданном уровне, что позволяет выполнить фазный ток практически прямоугольным, рис. 6. Рис. 6,*a* – осциллограмма, полученная на модели и рис. 6,*б* – экспериментальная осциллограмма. Как показали результаты моделирования, разработанная система с реализацией импульсного формирования прямоугольного тока снижает входной *THD*<sub>1</sub> в указанном режиме до 20 %.



Рис. 6. Осциллограммы фазного тока ( $i_{\phi}$ ) с шиной переменного тока на РП-0,4кВ на модели (a) и экспериментальная ( $\delta$ ) в режиме рекуперации (PP);  $U_{\kappa_3}$  =7,6 %

Значения коэффициентов  $THD_I$ ,  $K_U$ , коэффициента сдвига ( $\cos \varphi$ ) на РУ-0,4 кВ представлены в табл. 1 с  $U_{\kappa_3}$ =7,6 % при номинальном токе всех кранов в РР. Таблица 1

Значения коэффициентов *THD<sub>I</sub>*, *K*<sub>U</sub>, соs*φ* на РП-0,4 кВ с шиной переменного тока

Режим работы	$THD_I$	$K_U$	cosφ
PP	20	4,3	0,999

Для СЕК с шиной постоянного тока достижение требуемых ПКЭ и ЭМС выполняется использованием 12-пульсного выпрямителя с последовательным соединением мостов. На рис. 7 представлены осциллограммы фазного тока и напряжения при использовании 12-пульсной схемы выпрямления, соответственно в режиме потребления (рис. 7,*a*) и режиме рекуперации (рис. 7, $\delta$ ).





Значения коэффициентов  $THD_I$ ,  $K_U$ , соs $\varphi$  для СЭК с шиной постоянного тока на РУ-0,4 кВ представлены в табл. 2 при номинальном токе всех кранов в РП и РР.

Таблица 2

Значения коэффициентов	$THD_I, K_U$	, $\cos\varphi$ H	а РУ-0,4 кВ
с шиной постояни	ого тока	$U_{-} = 7$	6%

Режим работы	$THD_I$	$K_U$	cosφ		
BP	16,92	4	0,93		
PP	19,8	7,9	0,99		

Анализ данных табл. 2 показывает, что значения ПКЭ и ЭМС соответствует требованиям МЭК, IEEE Standard 519-1992 и ГОСТ 13109-97 в исследуемых режимах.

## Выводы.

1. При реализации СЭК с ЧРП наиболее эффективно ЭМС и ПКЭ обеспечивается в системах питания на постоянном токе.

2. В [5] показано, что СЭК на постоянном токе имеет меньшие капитальные затраты и потери мощности по сравнению с переменным и могут быть рекомендованы при модернизации кранов.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

*1.* Волков И.В. Новая концепция построения силовых цепей частотно-регулируемых асинхронных электроприводов // Технична електродинаміка. – 1999. – №4. – С. 21-26.

2. Микитченко А.Я., Шевченко А.Н., Бирюков Ю.А., Шестаков П.Р. Энергетическая эффективность регулирования в тиристорных и транзисторных электроприводах экскаваторов // Горное оборудование и электромеханика. – 2008. – №5. – С. 24-31.

3. Андриенко П.Д., Немыкина О.В. Анализ электромагнитных процессов выпрямительно-инверторного преобразователя на математической модели // Техническая электродинамика. Тематический выпуск. Силовая электроника и энергоэффективность. Ч.1. – 2004. – С. 122-125.

4. Андриенко П.Д., Климко А.Н., Шрам А.А., Немыкина О.В. Разработка модели выпрямителя с рекуперацией для группового питания электроприемников // Вестник НТУ «ХПИ». – 2010. – Вып. 28. – С. 438-439.

5. Немыкина О. В. Выбор системы питания кранов с частотно-регулируемым приводом // Электротехнические и компьютерные системы. – 2015. – №19(95). – С. 54-57.

**6.** Сіига S., Gos W., Szewc B. Economic aspects of electricity supply quality // Ефективність і якість електропостачання промислових підприємств. Збірник праць IV Міжнародної наукової конференції. Маріуполь: МГТУ, 2000. – С. 325-330.

#### REFERENCES

*I.* Volkov I.V. Novaya koncepciya postroeniya silovyh cepej chastotno-reguliruemyh asinhronnyh ehlektroprivodov. *Tekhnichna elektrodinamika*, 1999, no.4, pp. 21-26. (Rus).

2. Mikitchenko A.Ya., Shevchenko A.N., Biryukov Yu.A., Shestakov P.R. Energeticheskaya ehffektivnost' regulirovaniya v tiristornyh i tranzistornyh ehlektroprivodah ehkskavatorov. *Gornoe oborudovanie i ehlektromekhanika*, 2008, no.5, pp. 24-31. (Rus). 3. Andrienko P.D., Nemykina O.V. Analiz ehlektromagnitnyh processov vypryamitel'no-invertornogo preobrazovatelya na matematicheskoj modeli. *Tekhnicheskaya ehlektrodinamika. Tematicheskij vypusk. Silovaya ehlektronika i ehnergoehffektivnost'. Part 1*, 2004, pp. 122-125. (Rus).

4. Andrienko P.D., Klimko A.N., Shram A.A., Nemykina O.V. Razrabotka modeli vypryamitelya s rekuperaciej dlya gruppovogo pitaniya ehlektropriemnikov. *Vestnik NTU «KhPI»*, 2010, no.28, pp. 438-439. (Rus).

5. Nemykina O. V. Vybor sistemy pitaniya kranov s chastotnoreguliruemym privodom. *Elektrotekhnicheskie i komp'yuternye sistemy*, 2015, no.19(95), pp. 54-57. (Rus).

6. Ciura S., Gos W., Szewc B. Economic aspects of electricity supply quality. *Efektivnist' i yakist' elektropostachannya promislovih pidpriemstv. Zbirnik prac' IV Mizhn. nauk. konf.* Mariupol', MGTU, 2000, pp. 325-330.

#### Поступила (received) 02.06.2016

Андриенко Петр Дмитриевич<sup>1</sup>, д.т.н., проф., Немыкина Ольга Владимировна<sup>1</sup>, к.т.н., ст.преп., Андриенко Данил Сергеевич<sup>1</sup>, аспирант,

<sup>1</sup> Запорожский национальный технический университет, 69063, Запорожье, ул. Жуковского, 64, тел/phone +38 061 7698411,

e-mail: andpd@ukr.net, olganemikina@mail.ru, andd@ukr.net

*P.D. Andrienko*<sup>1</sup>, *O.V. Nemykina*<sup>1</sup>, *D.S. Andrienko*<sup>1</sup> Zaporizhzhya National Technical University,

64, Zhukovsky Str., Zaporozhye, 69063, Ukraine.

## Electromagnetic compatibility of systems supply cranes with variable frequency drive.

Purpose. The aim is to study electromagnetic compatibility and power quality in power systems, AC and DC crane systems with VFD, and to develop recommendations to ensure their appropriate values. Methodology. For the study of electromagnetic processes are used simulation method for determining the shape of currents and voltages and their values. The harmonic structure of currents and voltages are determined by the Fourier series expansion. Analytically determined coefficients distortion of current and voltage and shear rate. The replacement scheme takes into account the values of resistance and inductance of the transformer, electric cables and conductors. Results. For ensure electromagnetic compatibility with the network rectifier AC power supply systems must be administered pulse shaping square current in recovery. Provision of electromagnetic compatibility with the network rectifier for DC power systems sold tires made using a 12-pulse rectifier with two-way conductivity. Originality. During study of electromagnetic processes are taken into account the active resistance and inductance of the supply network and their influence of electromagnetic processes. The studies were conducted in the connection point, and the length of the current lead. Practical value. The results are used in & JSC «Research Institute Preobrazovatel'» for modernization of rectifiers with energy recovery for the group of autonomous power supply voltage of the inverter and the inverter for energy recovery in a coherent network in the drive rotational movement of the crane mechanism with energy recovery. References 6, tables 2, figures 7.

*Key words:* power supply, frequency-regulated drive, rectifier, AC and DC.