

УДК 621.3.011.74.005

Сенько Віталій Іванович, д-р техн. наук, проф.**Михайленко Владислав Володимирович**, канд. техн. наукНаціональний технічний університет України "Київський політехнічний інститут", м. Київ, Україна, e-mail: VladislavMihailenko@i.ua.**ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ У НАПІВПРОВІДНИКОВОМУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ НАПРУГИ В ПОСТІЙНУ З ЧОТИРИЗОННИМ РЕГУЛЮВАННЯМ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ**

У статті проведено аналіз електромагнітних процесів в електричних колах з напівпровідниковими комутаторами. Створено математичну модель для аналізу електромагнітних процесів у напівпровідникових перетворювачах з широтно-імпульсним регулюванням вихідної напруги. Наведено графіки, що відображають електромагнітні процеси у електричних колах.

Ключові слова: електромагнітні процеси, вихідні напруга та струм.

УДК 621.3.011.74.005

Сенько Віталій Іванович, д-р техн. наук**Михайленко Владислав Володимирович**, канд. техн. наукНациональный технический университет Украины "Киевский политехнический институт", г. Киев, Украина, e-mail: VladislavMihailenko@i.ua.**ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В ПОЛУПРОВОДНИКОВОМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ НАПРЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ С ЧЕТЫРЕХЗОННЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ**

В этой статье проведено анализ электромагнитных процессов в электрических цепях с полупроводниковыми коммутаторами. Создано математическую модель для анализа электромагнитных процессов в полупроводниковых преобразователях с широтно-импульсным регулированием выходного напряжения. Приведено графики, которые отражают электромагнитные процессы в электрических цепях.

Ключевые слова: электромагнитные процессы, выходные напряжение и ток.

UDK 621.3.011.74.005

Senko Vitaliy Ivanovich, ScD in Technical Sciences**Mihaylenko, Vladislav Vladimirovich**, PhD in Technical SciencesNational Technical University of Ukraine "Kyiv Politechnic Institute", Kyiv, Ukraine, e-mail: VladislavMihailenko@i.ua**STUDY ELEKTROMAGNITNYH PROCESSES IN SEMICONDUCTOR CONVERTER OF THE VOLTAGE IN CONSTANT WITH FOURZONNYM REGULATION OF THE OUTPUT VOLTAGE**

The article analyzes the electromagnetic processes in electric circuits with semiconductor switches. A mathematical model is created for the analysis of electromagnetic processes in semiconductor converters with PWM control of the output voltage. The graphs are provided, which show the electromagnetic processes in electrical circuits. This paper analyzes the use of the frequency converter structure as a high-frequency link that relates to the construction and analysis of converters for electromechanical units PWM control of DC voltage and four zoned control. When compiling the mathematical model of the converter with computer-orientation of its use we use the method of multiparametric modulating functions, which involves a preliminary representation of the converter's algorithmic equation. The research results confirm the efficiency of the converter's mathematical model representation by aggregate functions of multiparametric type with respect to load voltage, load current and current consumed from the input network.

Key words: electromagnetic processes, output voltage and current.

Вступ

Сучасні тенденції якісного перетворення електричної енергії, а також успіхи у розвитку напівпровідникової техніки дозволяють використовувати в перетворювальних установках ланку високої частоти з частотою переключення вентилів значно більшої від частоти змінної напруги промислової мережі. У роботах [1–10] показана доцільність використання структур перетворювачів частоти (ПЧ) з однократною модуляцією при побудові систем вторинного електропостачання для комплексів діагностики електромеханічних пристроїв із

різноманітним видом вхідної енергії. У даній роботі проведено аналіз аспекту використання тієї ж структури ПЧ в якості ланки високої частоти, що стосується побудови й аналізу перетворювачів для електромеханічних комплексів із широтно-імпульсним регулюванням (ШІР) постійної напруги при чотиризонному керуванні.

Метою роботи є використання методу багатопараметричних функцій з використанням пакету МАТНСАД для аналізу електромагнітних процесів в електричних колах з напівпровідниковими комутаторами.

Основна частина

Узагальнена структурна схема перетворювача показана на рис. 1. На структурній схемі позначені: СМА, СМВ, СМС – силові модулятори (СМ) фазних напруг A , B і C відповідно, ВВ – високочастотний випрямляч, Н – навантаження. Сукупність СМ, підключених до енергетичної мережі паралельно і з'єднаних по виходу послідовно, представляє собою ланку високої частоти перетворювача. Структура СМ представлена на рис. 2.

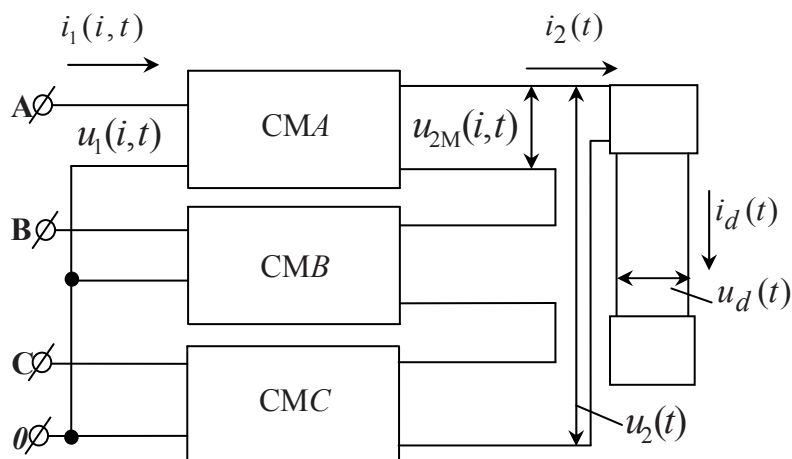


Рис. 1. Структурна схема перетворювача

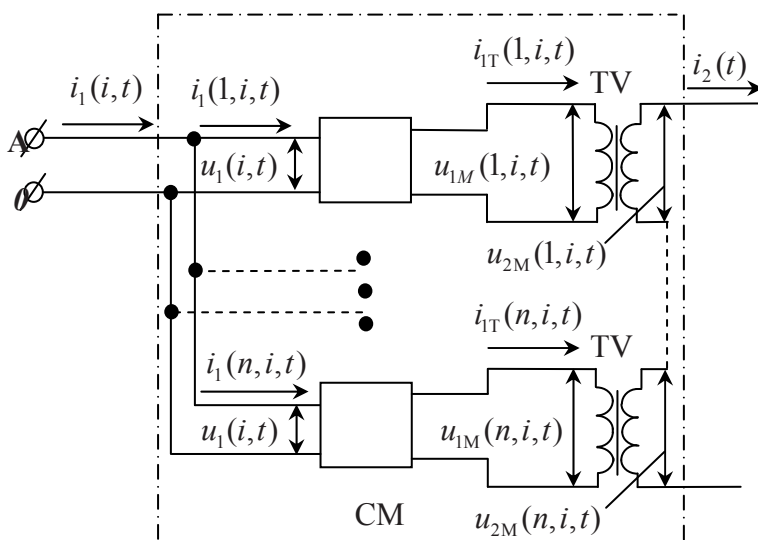


Рис. 2. Структурна схема силового модулятора

На структурній схемі, що показана на рис. 2, позначені: ІВН – інвертор випрямленої напруги, ТВ – узгоджувальний трансформатор, n – номер ІВН.

Таким чином кожен СМ має в своєму складі N ІВН, де N – це число інверторів.

Створення математичної моделі перетворювача передбачає розробку математичного забезпечення, спроможного провести аналіз його електромагнітних процесів відносно енергії, яка генерується, з урахуванням характеру навантаження, енергії, яка при цьому

споживається, а також енергії, яка перетворюється в окремих ланках і в окремих елементах перетворювача.

При складанні математичної моделі перетворювача із комп'ютерною орієнтацією використовуємо метод багатопараметричних модулюючих функцій [2], який передбачає попереднє представлення алгоритмічного рівняння перетворювача. При цьому приймаємо такі припущення: вхідна енергетична мережа симетрична і її внутрішній опір дорівнює нулю, транзистори і діоди ІВН представляються ідеальними ключами, узгоджувальні трансформатори не мають втрат, а навантаження перетворювача має еквівалентний активно-індуктивний характер.

Дана структура дозволяє реалізувати багатоканальний спосіб перетворення параметрів електромагнітної енергії мережі, при якому в СМ здійснюється розгалужена модуляція миттєвих значень попередньо випрямлених фазних напруг $u_1(i, t)$, частоти ω_1 , трифазної енергетичної мережі відповідними еквівалентними модулюючими впливами $\psi(\alpha_p, t)$, частоти ω_2 .

В результаті такої операції на виході кожного з ІВН формується промодульована напруга

$$u_{2M}(p, i, t) = k_T u_1(i, t) \phi(i, t) \psi(\alpha_p, t) \quad , \quad (1)$$

де: $i = 1, 2, 3$ – номери фаз енергетичної мережі;

k_T – коефіцієнт трансформації узгоджувального трансформатора;

$p = 1, 2, 3, \dots, n$ – номери зон регулювання вихідної напруги;

$\phi(i, t)$ – функції прямокутного синуса, співпадаючі за часом з положенням відповідних фазних напруг мережі;

$u_1(i, t)$ – миттєві значення вхідної напруги мережі.

Функції прямокутного синуса подаються як

$$\phi(i, t) = \text{sign} \left\{ \sin \left(\omega_1 t - \frac{(i-1)2\pi}{3} \right) \right\} \quad , \quad (2)$$

а миттєві значення вхідної напруги мережі представлені у вигляді

$$u_1(i, t) = U_{1m} \sin \left(\omega_1 t - \frac{(i-1)2\pi}{3} \right) \quad , \quad (3)$$

U_{1m} – амплітудне значення фазної напруги.

Еквівалентні модулюючі впливи подаються виразом

$$\psi(\alpha_p, t) = \frac{1}{2} \sum_2 \text{sign} \left[\sin(\omega_2 t \pm \alpha_p(t) - \phi) \right] \quad , \quad (4)$$

де $\alpha_p(t)$ – кути керування, за рахунок зміни яких забезпечується ШПР вихідної напруги перетворювача; ϕ – початкова фаза еквівалентних модулюючих впливів;

У перетворювачі забезпечується почергова зміна кутів керування в діапазоні від 0° до 90° . В формуванні напруги кожної зони керування задіяні три інвертора, які підієднані до відповідних фаз мережі живлення. Умови зміни кутів керування у окремих зонах подаються у вигляді: $\alpha_p(t) = 0$, якщо $t < \frac{(p-1)T}{N=4}$; $\alpha_p(t) = \pi$, якщо $t > \frac{pT}{4}$, а інакше $\alpha_p(t) = f_X(p, N, t)$, де $f_X(p, N=4, t)$ – функція, яка задає закон зміни $\alpha_p(t)$, яка залежить від номера зони p і їх кількості $N=4$.

Вихідна напруга $u_2(t)$ ланки високої частоти перетворювача, згідно з його структурною організацією, відповідно з виразом (1), представляється сумою

$$u_2(t) = \sum_{p=1}^4 \sum_{i=1}^3 k_T u_1(i, t) \phi(i, t) \psi(\alpha_p, t), \quad (5)$$

а вихідна напруга перетворювача $u_d(t)$, як випрямлена напруга (5), знаходимо з виразу

$$u_d(t) = \sum_{p=1}^4 \sum_{i=1}^3 k_T u_1(i, t) \phi(i, t) \psi(\alpha_p, t) v(t), \quad (6)$$

де $v(t)$ – функція прямокутного сіноса, співпадаюча за часом з положенням вихідної напруги $u_2(t)$ ланки високої частоти перетворювача.

$$v(t) = \text{sign}(u_2(t)) \quad (7)$$

Часові діаграми ланки високої частоти $u_2(t)$ і перетворювача $u_d(t)$, побудовані за (1) – (6) при зміні величини кута керування α_p по лінійному закону в координатах від часу t , наведені на рис. 3.

Миттєві, а також середні значення вихідної напруги $u_d(t)$ дорівнюють нулю при $\alpha_p(t) = \pi/2$. В повному діапазоні зміни $\alpha_p(t)$ регульовальна характеристика перетворювача описується виразом

$$U_{d\alpha} = 2,7 \sum_{p=1}^N U_{2p} \cdot \gamma, \quad (8)$$

де: $\gamma = t_i/T_2$ – коефіцієнт заповнення; t_i – ширина імпульсу вихідної напруги при ШІР; T_2 – період модулюючого впливу; $t_i = 0 \div T_2$; $T_2 = 2\pi/\omega_2$.

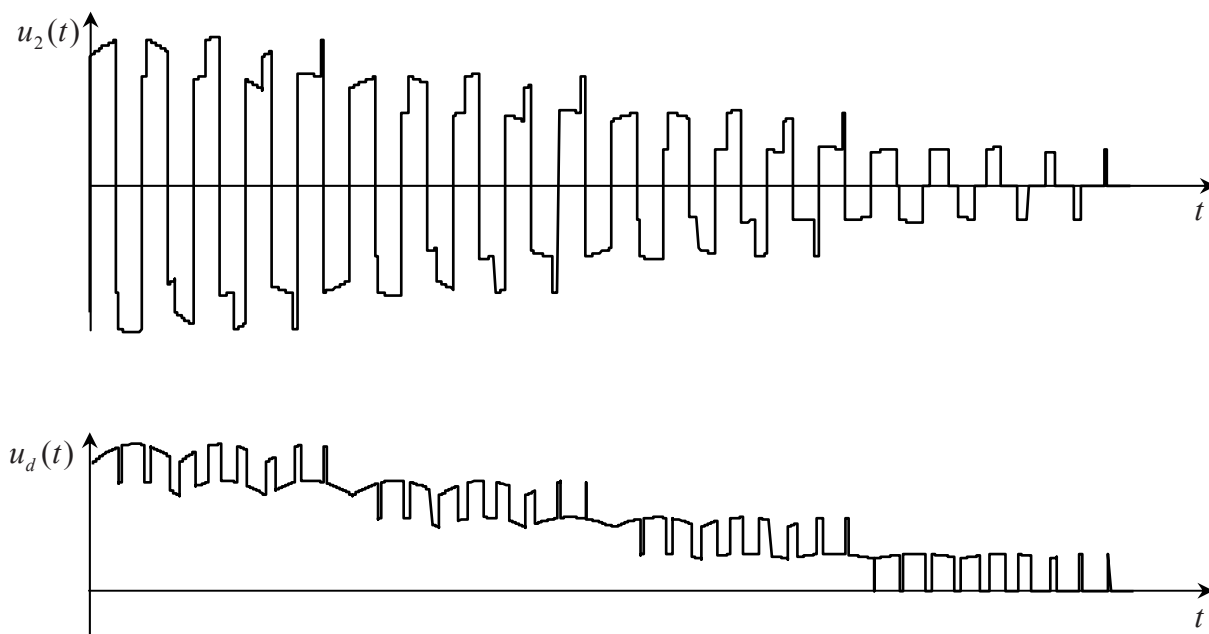


Рис. 3. Часові діаграми напруг $u_2(t)$ і $u_d(t)$

Струм навантаження знайдемо, як реакцію одноконтурного RL -ланцюга на дію напруги (7). Для цього диференціальне рівняння, складене для вихідного контуру перетворювача, представимо у вигляді

$$D(t, y) = \frac{u_d(t)}{L} - \frac{R}{L} y_0, \quad (9)$$

де: y_0 – визначається з початкових умов;

R і L – відповідно активний опір і індуктивність навантаження.

Розв'язок (9) відносно струму навантаження визначаємо чисельним методом у вигляді матриці

$$i_d(t) = \text{rkfixed}(y, 0, k, s, D), \quad (10)$$

де: y – вектор початкових умов; D – вектор функція диференціальних рівнянь;

$0, k$ – часовий інтервал рішень;

s – кількість точок на часовому інтервалі рішень.

Еквівалентні модулюючі функції (4) і (7), які є безрозмірними і мають одиничну амплітуду, можна розглядати як функції перетворення, що визначають залежність вхідного струму від вихідного струму, який показаний у вигляді рішення (9) співвідношенням (10). Для визначення вхідного струму $i_2(t)$ високочастотного випрямляча необхідно (10) розділити на (7). Якщо в функції перетворення є нульовий рівень операцію ділення на повному періоді існування (8) виконати неможливо. Це призводить до необхідності знаходження струму перед високочастотним випрямлячем на інтервалах ненульового значення, з наступним припасовуванням результатів окремих підрахунків. Проте подання (7) функцією одиничної амплітуди дозволяє визначити струм $i_2(t)$ перемноженням (10) на (7) і, тим самим, спростити процес підрахунків, представляючи результати на повному інтервалі існування (7) і (10). Таким чином, вхідний струм високочастотного випрямляча має вигляд

$$i_2(t) = i_d(t) \cdot v(t) \quad (11)$$

Для визначення вхідних струмів інверторів i -х фаз для кожної p -ї зони регулювання врахуємо, що $i_2(t)$ протікає в загальному контурі всіх СМ, утвореному послідовно з'єднаними вторинними обмотками узгоджувальних трансформаторів і приймаємо до уваги алгоритмічне рівняння (6) і те, що (2), (4) і (7) є функціями одиничної амплітуди.

При цьому в загальному вигляді

$$i_1(n, i, t) = \frac{i_2(t) \psi(\alpha_p, t) \phi(i, t)}{k_T} \quad (12)$$

Часові діаграми струму навантаження в координатах вихідної напруги перетворювача і вхідних струмів інверторів в координатах фазних напруг енергетичної мережі, побудовані за (10) – (12) для чотиризонного регулювання, представлені на рис. 4.

Вхідні струми інверторів $i_1(n, i, t)$ можуть бути визначені при відомому струмі навантаження без попереднього розрахунку вихідного струму $i_2(t)$ ланки високої частоти по (11). Для цього треба прийняти до уваги алгоритмічне рівняння (6) і тоді, враховуючи (10), отримаємо

$$i_1(n, i, t) = \frac{i_d(t) \phi(i, t) |\psi(\alpha_p, t)|}{k_T}. \quad (13)$$

Для визначення струмів i -х фаз енергетичної мережі у всьому діапазоні регулювання вихідної напруги виконаємо підсумовування вхідних струмів інверторів всіх зон регулювання в кожній з i -ї фази. Враховуючи рівняння (13) загальний вираз для струмів i -х фаз енергетичної мережі має вигляд:

$$i_1(i, t) = i_1(1, i, t) + i_1(2, i, t) + i_1(3, i, t) + i_1(4, i, t) \quad (14)$$

де: $i_1(1, i, t)$, $i_1(2, i, t)$, $i_1(3, i, t)$, $i_1(4, i, t)$ – вхідні струми інверторів i -х фаз для першої, другої, третьої, та четвертої зон регулювання

Часові діаграми струму навантаження та вхідних струмів i -х фаз енергетичної мережі в координатах фазних напруг, побудовані за (14) для трьохзонного регулювання, представлені на рис. 4.

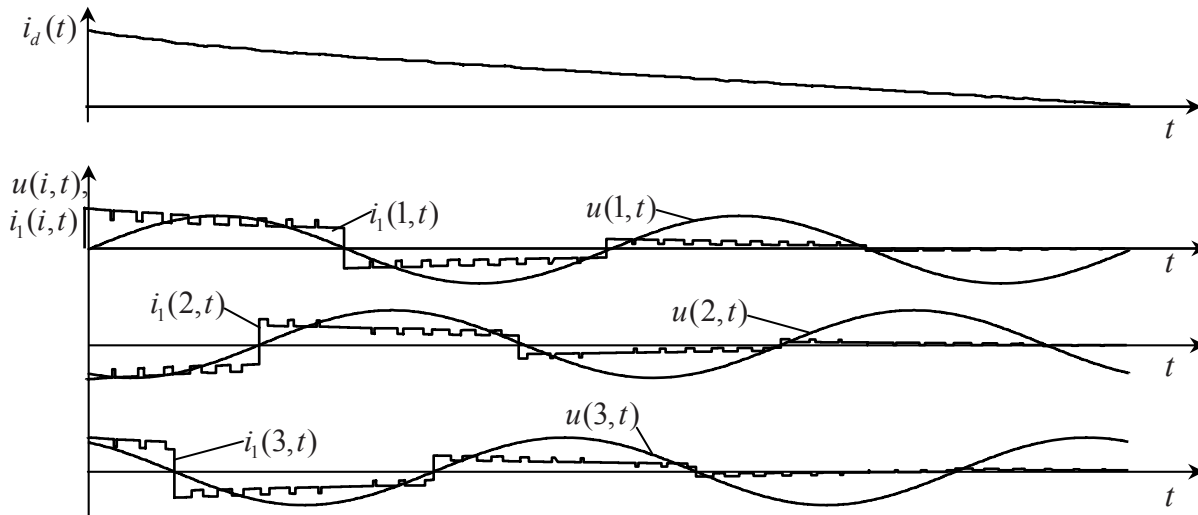


Рис. 4. Часові діаграми струму навантаження та вхідних струмів i -х фаз енергетичної мережі в координатах фазних напруг

Для того, щоб знайти амплітудні значення струмів через силові транзистори ІВН, достатньо проаналізувати струми $i_{1T}(n, i, t)$ первинних обмоток узгоджувальних трансформаторів, котрі знаходяться в колах протікання струмів через силові транзистори. Враховуючи (11) і число каналів перетворення енергії, отримаємо: $i_{1T}(n, i, t) = \frac{i_2(t)}{k_T}$. За часом ці струми співпадають з вихідним струмом ланки високої частоти перетворювача.

Висновки

Таким чином у данні роботі було виконано аналіз електромагнітних процесів в електричних колах з напівпровідниковими комутаторами. Використовуючи метод багатопараметричних модулюючих функцій було знайдено струм і напругу навантаження, а також вхідні струми перетворювача. У роботі розвинуто метод багатопараметричних функцій в частині розробки нової математичної моделі з багатозонним регулюванням вихідної напруги та визначення модулюючих функцій для аналізу за підсистемними складовими структури електричних кіл з напівпровідниковими комутаторами. Використання методу багатопараметричних модулюючих функцій у електричних колах змінної структури є доцільним, якщо в їх ланках є не більше трьох незалежних реактивних елементів. Данні розрахунків порівняно з даними експериментів не відрізняється більше ніж на 1 %.

Підтверджено доцільність використання програмного пакету MATHCAD для аналізу електромагнітних процесів та оптимізації параметрів напівпровідникових перетворювачів. Такий підхід дозволяє зменшити нестабільність режимів у технологічному навантаженні та режимів споживання електроенергії від мережі електроживлення.

Список використаної літератури

1. Макаренко М. П. Системний аналіз електромагнітних процесів у напівпровідникових перетворювачах електроенергії модуляційного типу / М. П. Макаренко, В.І. Сенько, М. М. Юрченко – К. : НАН України, ІЕД, 2005. – 241 с.

2. Макаренко М. П. Аналіз електромагнітних процесів у перетворювачах з багатозонним регулюванням вихідної напруги функціями багатопараметричного виду / М. П. Макаренко, В. В. Михайленко // Техн. електродинаміка. Тем. вип. "Силова електроніка та енергоефективність". – 2002. – Ч. 1. – С. 19–22.
3. Макаренко М.П. Деякі аспекти комп'ютерного аналізу напівпровідникових перетворювачів електроенергії з багаторозгалуженими структурами / М. П. Макаренко, В. В. Михайленко // Техн. електродинаміка. Тем. вип. "Силова електроніка та енергоефективність". – 2004. – Ч. 1. – С. 112–115.
4. Макаренко М. П. Деякі аспекти системного аналізу електромагнітних процесів у напівпровідникових перетворювачах електроенергії / М. П. Макаренко, В. В. Михайленко // Вестн. НТУ "Харьковский политехнический институт". "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика". – 2005. – Вып. 45. – С. 384–385.
5. Shakweh Y. Assessment of medium voltage PWM VSI topologies for multi-megawatt variable speed drives applications / Y. Shakweh, E. A. Lewis // Proc. IEEE-PESC'99 Conf. – 1999. – P.590–595.
6. Wheeler P. W. The Technology and Potential of Matrix Converters / P. W. Wheeler, J. C. Clare, L. Empringham, M. Bland // Power Electronics Europe. – 2001, № 5. – P. 25–28.
7. Gyugyi L. Static Power Frequency Changers / L. Gyugyi, B. R. Pelly – New York, NY: Wiley. – 1976. – 442 p.
8. Sinha G. A four level inverter based drive with a passive front end / G. Sinha, T.A. Lipo // Proc. IEEE-PESC'99 Conf. – 1999. – P. 590–595.
9. Pena R. A doubly-fed induction generator using back-to-back PWM converters supplying an isolated load from a variable speed wind turbine / Pena R., Clare J. C., Asher G. M. // Proc. IEE. – 1996. – Part B, Vol. 143, № 5. – P. 380–387.
10. Holmer L. Analysis, design and implementation of the space-vector modular for forced-commutated cycloconverters / L. Holmer, D. Borojevic // IEE Proceedings-B. – 1992, – Vol. 139, №2. – P. 103–113.

References

1. Makarenko, M. P., Senko, V. I., Yurchenko, M. M. (2005), *Sistemy analiz elektromagnitnykh procesiv u napivprovodnykovykh peretvoruvachah elektroenerghii modulatsiynogo typu* [System analysis of the electromagnetic processes in semiconductor converter of the electric powers inflexion type], National academy of the sciences of the Ukraine, Institute of electrodinamiks Publ., Kyjv, Ukraine, 241 p.
2. Makarenko, M. P. Mihaylenko, V. V. (2002), "Analiz elektromagnitnykh procesiv u peretvoruvachah z bagatozonnyim reguljuvannjam vuhidnoji naprugy funkciyamy bagatoparametruchnogo vydu" ["The Analysis of the electromagnetic processes in converter with much zoned regulations of the output voltage function multivariable type"], *Technicheskaia elektrodinamika. Silova elektronika i energoefektivnist. Thematic vypusk. Publ.*, Kyjv, Ukraine, Part 1, P. 19-22.
3. Makarenko, M. P., Mihaylenko, V. V. (2004), "Deyaki aspekty kompyuternogo analizu napivprovodnykovykh peretvoruvachiv elektroenerghii z bagatorozgaludgenymy strukturamy" ["Some aspects of the computer analysis of the semiconductor converters to electroenergy with much furcated structure"], *Technicheskaia elektrodinamika. Silova elektronika i energoefektivnist. Thematic vypusk Publ.*, Kyjv, Ukraine, Part 1, P. 112–115.
4. Makarenko, M. P., Mihaylenko, V. V. (2005), "Deyaki aspekty systemnogo analizu elektromagnitnykh procesiv u napivprovodnykovykh peretvoruvachah elektroenerghii" ["Some aspects of the system analysis of the electromagnetic processes in semiconductor converter of the electroenergy"], *Herald national technical "Harikovskiy pollytechnic institute". "Problems automated electrodrive. Theory and practice" Publ.*, Kharkov, Ukraine, Vol. 45, P. 384–385.
5. Shakweh, Y., Lewis, E. A. (1999), "Assessment of medium voltage PWM VSI topologies for multi-megawatt variable speed drives applications", *Proc. IEEE-PESC'99 Conf. Publ.*, London, England, P. 590–595.
6. Wheeler, P. W., Clare, J.C., Empringham L., Bland M. (2001), "The Technology and Potential of Matrix Converters", *Power Electronics Europe Publ.*, London, England, № 5, P. 25–28.
7. Gyugyi, L., Pelly, B. R. (1976), *Static Power Frequency Changers*, NY. Wiley, New York, 442 p.
8. Sinha, G. A., Lipo, T. A. (1999), "A four level inverter based drive with a passive front end", *Proc. IEEE-PESC'99 Conf.*, P.590–595.
9. Pena, R., Clare, J. C., Asher, G. M. (1996), "A doubly-fed induction generator using back-to-back PWM converters supplying an isolated load from a variable speed wind turbine", *Proc. IEE., Part B, Vol. 143, № 5*, P. 380–387.
10. Holmer, L., Borojevic, B. D. (1992), "Analysis, design and implementation of the space-vector modular for forced-commutated cycloconverterlmer", *IEE Proceedings, Vol. 139, № 2*, P.103–113.

Поступила в редакцию 21.06 2014 г.