



При нечетком управлении диапазоны исследуемых величин подвергаются квантованию, а нечеткие множества представляются массивами чисел, потому что функционирование нечеткого регулятора заключается в обработке многих массивов. Это приводит к увеличению времени вычисления. Поэтому перспективными следует считать специализированные аппаратные средства для реализации операций над нечеткими множествами: спецпроцессоры, нейросети.

ЛИТЕРАТУРА

1. Алиев Р.А., Мамедова Г.М. Идентификация и оптимальное управление нечеткими динамическими системами // Техн. кибернетика. — 1993. — № 6. — С. 118–126.
2. Заде Л. Понятие лингвистической переменной и его применение к принятию приближенных решений: Пер. с англ. — М: Мир, 1976. — 165 с.
3. Кудинов Ю.И. Нечеткие системы управления // Техн. кибернетика. — 1990. — № 5. — С. 196–206.
4. Прикладные нечеткие системы / Под ред. Т. Тэрано. — М.: Мир, 1993. — 368 с.

© Смирнов В.С., Самков А.В., Беленок Н.В., Иваниченко Е.В., 2015



УДК 621.314

ЧУМАК В.В., канд. техн. наук,
МИХАЙЛЕНКО В.В., канд. техн. наук,
СКИРДЕНКО М.В., інж. Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут", м. Київ

ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ У НАПІВПРОВІДНИКОВОМУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ З ВОСЬМИЗОННИМ РЕГУЛЮВАННЯМ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ

У статті проведено дослідження 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, струм навантаження, метод багато параметричних модулюючих функцій.

Вступ. 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 [1–6]. У роботах [7–10] 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 проводиться аналіз аспекту використання цієї ж структури ПЧ для електромеханічних комплексів із широтно-імпульсним регулюванням (ШІР) постійної напруги при восьмизонному керуванні.

Метою роботи є виконання дослідження електромагнітних процесів в електричних колах з напівпровідниковими комутаторами.

Аналіз електромагнітних процесів

Узагальнена структурна схема перетворювача показана на Рис. 1. На структурній схемі позначені: SM_{AB} , SM_{BC} , SM_{CA} — силові модулятори (СМ) лінійних АВ, ВС і СА відповідно, ВВ — ви-

сокочастотний 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.

На структурній схемі (Рис. 2), позначені: ІВН — інвертор випрямленої напруги, Т — узгоджувальний трансформатор, n — номер ІВН.

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

Така структура дозволяє реалізувати багатоканальний спосіб перетворення параметрів електромагнітної енергії мережі, при якому в СМ

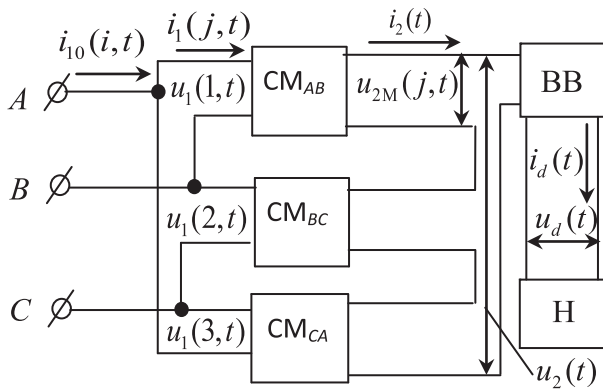


Рис. 1. Узагальнена структурна схема перетворювача

здійснюється розгалужена модуляція миттєвих значень лінійних напруг трифазної енергетичної мережі, частоти ω_1 , відповідними еквівалентними модулюючими впливами $\psi(\alpha_p, t)$, частоти ω_2 . В результаті такої операції на виході кожного з ІВН формується промодульована напруга

$$u_{2M}(P, j, t) = k_T u_1(j, t) \psi_1(j, t) \psi_2(\alpha_p, t), \quad (1)$$

де: $j = 1, 2, 3$ – номери лінійних напруг енергетичної мережі, відповідно AB, BC, CA ; k_T – коефіцієнти трансформації узгоджувального трансформатора; $P = 1, 2, 3, \dots, N = 8$ – номер зони регулювання вихідної напруги, збігається з номером інвертора СМ; $\psi_1(j, t)$ – функції прямокутних синусів типу меандр, які співпадають за часом з відповідними лінійними напругами мережі живлення:

$$\psi_1(j, t) = \text{sign} \left\{ \sin \left(\omega_1 t + \frac{\pi}{6} - \frac{(j-1)2\pi}{3} \right) \right\}; \quad (2)$$

$u_1(j, t)$ – миттєві значення лінійних напруг енергетичної мережі:

$$u_1(j, t) = U_{1m} \sin \left(\omega_1 t + \frac{\pi}{6} - \frac{(j-1)2\pi}{3} \right); \quad (3)$$

U_{1m} – амплітудне значення лінійної напруги.

Еквівалентні модулюючі впливи подамо виразом

$$\psi_2(\alpha_p, t) = \frac{1}{2} \left(\text{sign} \left[\sin(\omega_2 t + \alpha_p(t) - \varphi) \right] + \text{sign} \left[\sin(\omega_2 t - \alpha_p(t) - \varphi) \right] \right), \quad (4)$$

де $\alpha_p(t)$ – кути управління, за рахунок зміни яких забезпечується широтно-імпульсне регулювання вихідної напруги перетворювача; φ – початкова фаза еквівалентних модулюючих впливів.

Вихідну напругу $u_2(t)$ ланки високої частоти перетворювача, згідно з його структурною організацією і з виразом (1), запишемо сумою

$$u_2(t) = \sum_{P=1}^{N=8} \sum_{j=1}^3 k_T u_1(j, t) \psi_1(j, t) \psi_2(\alpha_p, t), \quad (5)$$

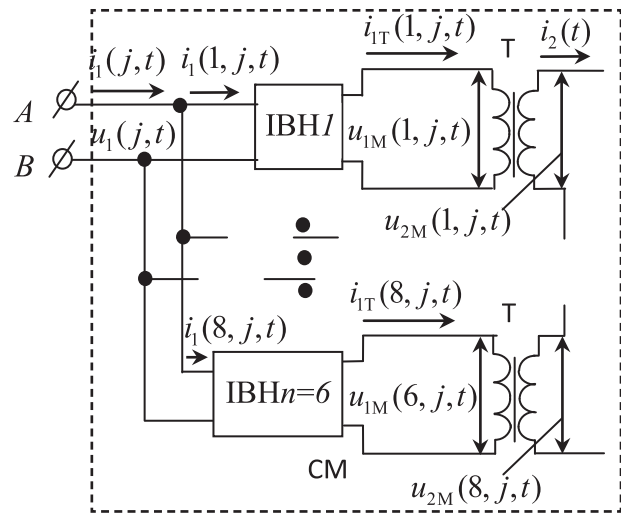


Рис. 2. Структурна схема СМ

а вихідну напругу перетворювача $u_d(t)$ як випрямлену напругу (5) подамо виразом

$$u_d(t) = \sum_{P=1}^8 \sum_{j=1}^3 (k_T u_1(j, t) \psi_1(j, t) \psi_2(\alpha_p, t) \psi_3(t)), \quad (6)$$

де $\psi_3(t)$ – функція прямокутного синуса, що спадає за часом з положенням вихідної напруги ланки високої частоти перетворювача:

$$\psi_3(t) = \text{sing}(u_2(t)). \quad (7)$$

Діаграми вихідних напруг ланки високої частоти $u_2(t)$ і перетворювача $u_d(t)$, побудовані за (5) і (6) при зміні величини кута управління α_p по лінійному закону в координатах $\vartheta = \omega_1 t$, подані на Рис. 3.

Для більш детального аналізу вихідної напруги перетворювача в (5) позначимо $u_1(j, t) \psi_1(j, t) = |u_1(j, t)|$ і, враховуючи (3) та (4), а також те, що в (6) $\psi_2(\alpha_p, t) v(t) = |\psi_2(\alpha_p, t)|$, алгоритмічне рівняння переписемо у вигляді

$$u_d(t) = \frac{k_T}{2} \sum_{P=1}^8 \left(\sum_{j=1}^3 \left(\left| U_{1m} \sin \left(\omega_1 t + \frac{\pi}{6} - \frac{(j-1)2\pi}{3} \right) \right| \times \left| \sum_2 \sin(\omega_2 t \pm \alpha_p(t) - \varphi) \right| \right) \right) \quad (8)$$

З приведених діаграм і (8) видно, що вихідна напруга перетворювача досягне максимальної величини при умові $\alpha_p(t) = 0$. В цьому випадку частота пульсацій вихідної напруги $\omega_2 = 6\omega_1$, а (8) прийме вигляд

$$u_d(t) = \frac{8k_T}{2} \sum_{j=1}^3 \left| U_{1m} \sin \left(\omega_1 t + \frac{\pi}{6} - \frac{(j-1)2\pi}{3} \right) \right| \quad (9)$$

З останнього виразу легко знайти середнє значення вихідної напруги, котре подається як

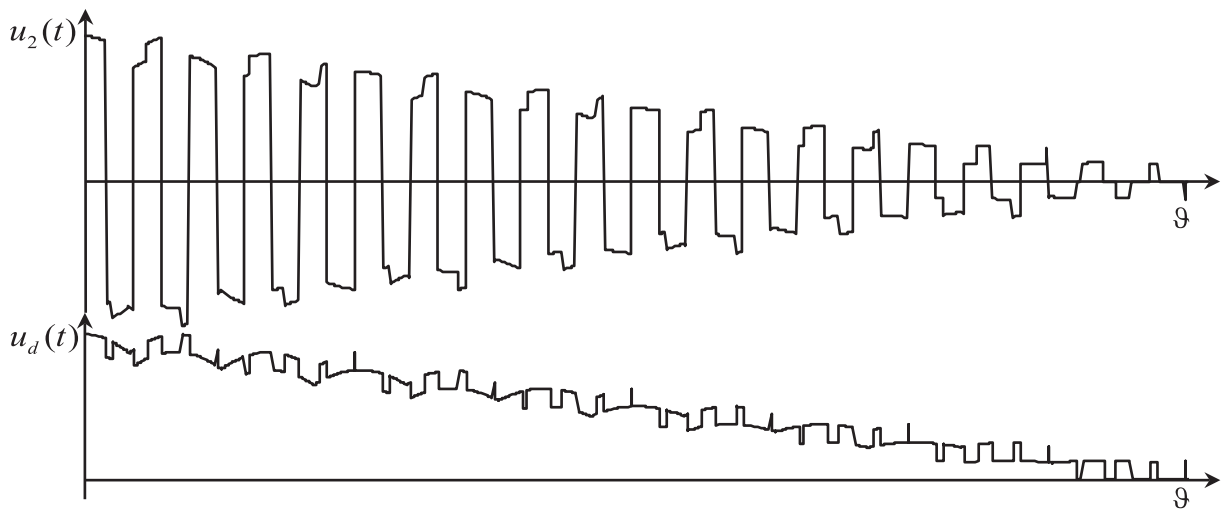


Рис. 3. Діаграми вихідних напруг ланки високої частоти $u_2(t)$ і перетворювача $u_d(t)$

$$U_{d0} = 2,7k_T(U_{11} + U_{12} + U_{13} + \dots + U_{18}) = 2,7(U_{21} + U_{22} + U_{23} + \dots + U_{28}), \quad (10)$$

де $U_{11}, U_{12}, U_{13}, \dots, U_{18}$ і $U_{21}, U_{22}, U_{23}, \dots, U_{28}$ – відповідно діючі значення напруг первинних і вторинних обмоток узгоджувальних трансформаторів для першої, другої, третьої, восьмої зони регулювання вихідної напруги $U_{2p} = k_T U_{1p}$.

В повному діапазоні зміни $\alpha_p(t)$ регулювальна характеристика перетворювача приймає вигляд

$$U_{d\alpha} = 2,7 \sum_{p=1}^8 U_{2p} \gamma, \quad (11)$$

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

Диференціальне рівняння, складене для вихідного контуру перетворювача, представимо в виді

$$L \frac{di(t)}{dt} + i_d(t)R = u_d(t). \quad (12)$$

Струм навантаження знайдемо шляхом вираження його похідної у рівнянні (12), як реакцію одноконтурного RL -ланцюга на дію напруги (6).

$$D(t) = \frac{u_d(t)}{L} - \frac{R}{L} i_d(t), \quad (13)$$

де $i(t)$ – функція струму; R і L – відповідно активний опір і індуктивність навантаження.

Рішення (13) відносно струму навантаження визначимо числовим методом Рунге–Кутта, використовуючи функцію `rkfixed` математичного пакету MathCad і вважаючи, що в початковий момент часу коло навантаження підключається до напруги $u_d(t)$

$$i_d(t) = \text{rkfixed}(0, k, s, D), \quad (14)$$

де k – часовий інтервал рішень; s – кількість точок на часовому інтервалі рішень; D – вектор функція диференціальних рівнянь.

Враховуючи ту обставину, що на інтервалах нульових пауз (7) струм навантаження підтримується в контурі навантаження і діодів ВВ за рахунок енергії, яка запасється в індуктивності за попередні цикли роботи перетворювача і з енерге-

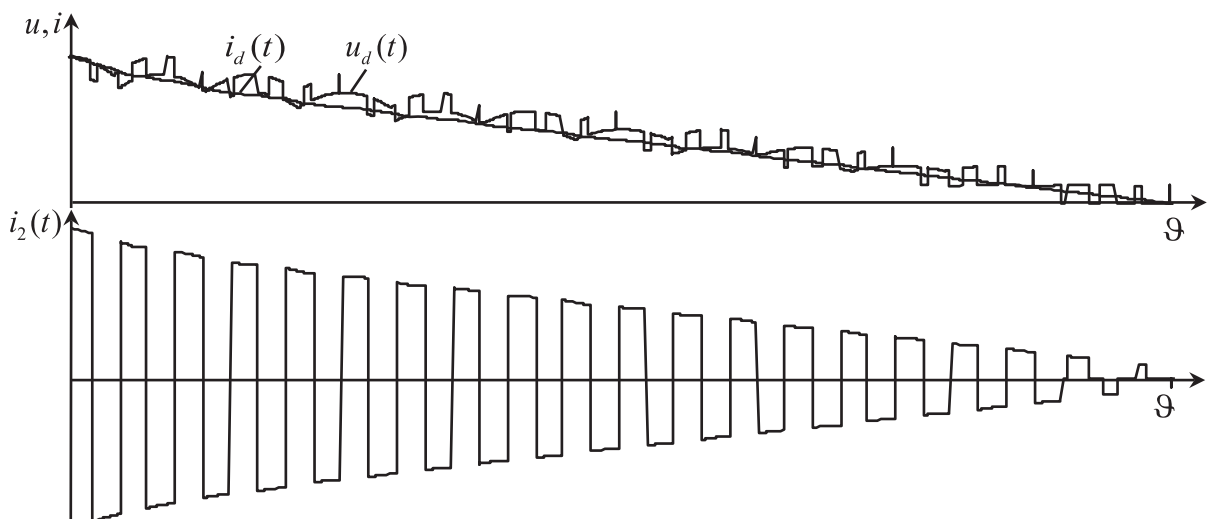


Рис. 4. Діаграми струму та напруги навантаження і вихідного струму ланки високої частоти

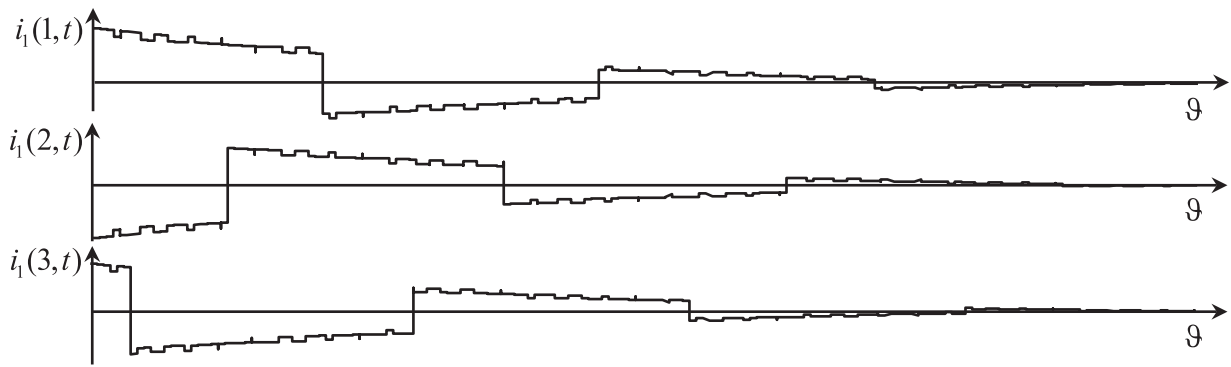


Рис. 5. Діаграми вхідних струмів відповідних СМ

тичної мережі не споживається, то для визначення вихідного струму $i_2(t)$ ланки високої частоти достатньо (14) перемножити на функцію (7), що має одиничну амплітуду і співпадає за часом з (6). Тоді

$$i_2(t) = u_d(t) \psi_3(t). \quad (15)$$

Для визначення вхідних струмів інверторів врахуємо, що протікає в загальному контурі всіх СМ, утвореному послідовно з'єднаними вторинними обмотками узгоджувальних трансформаторів і прийемо до уваги вираз (6) і те, що (2), (4) і (7) є функціями одиничної амплітуди.

При цьому у загальному виді

$$i_1(P, j, t) = \frac{i_2(t) \psi_1(j, t) \psi_2(\alpha_p, t)}{k_T}. \quad (16)$$

Вхідні струми інверторів $i_1(P, j, t)$ можуть бути визначені при відомому струмі навантаження без попереднього розрахунку вихідного струму $i_2(t)$ ланки високої частоти за (16). Для цього треба прийняти до уваги вираз (6) і тоді, враховуючи (15), отримаємо

$$i_1(P, j, t) = \frac{i_d(t) \psi_1(j, t) |\psi_2(\alpha_p, t)|}{k_T}. \quad (17)$$

Діаграми струму навантаження в координатах вихідної напруги перетворювача і вихідного струму ланки високої частоти, побудовані за (15) – (17) для тризонного регулювання представлені на Рис. 4.

Для визначення вхідних СМ у всьому діапазоні регулювання вихідної напруги підсумуємо вхідні струми відповідних ІВН. Враховуючи (17), загальний вираз для вхідних струмів СМ подамо у вигляді

$$i_1(j, t) = i_1(1, j, t) + i_1(2, j, t) + i_1(3, j, t) + \dots + i_1(8, j, t), \quad (18)$$

де $i_1(1, j, t)$, $i_1(2, j, t)$, $i_1(3, j, t)$, ..., $i_1(8, j, t)$ – вхідні струми ІВН для першої, другої, третьої, ..., восьмої зони регулювання.

Струми i -х фаз енергетичної мережі з співвідношень

$$\begin{aligned} i_{10}(i=1, t) &= i_1(1, t) - i_1(3, t), \\ i_{10}(2, t) &= i_1(2, t) - i_1(1, t), \end{aligned}$$

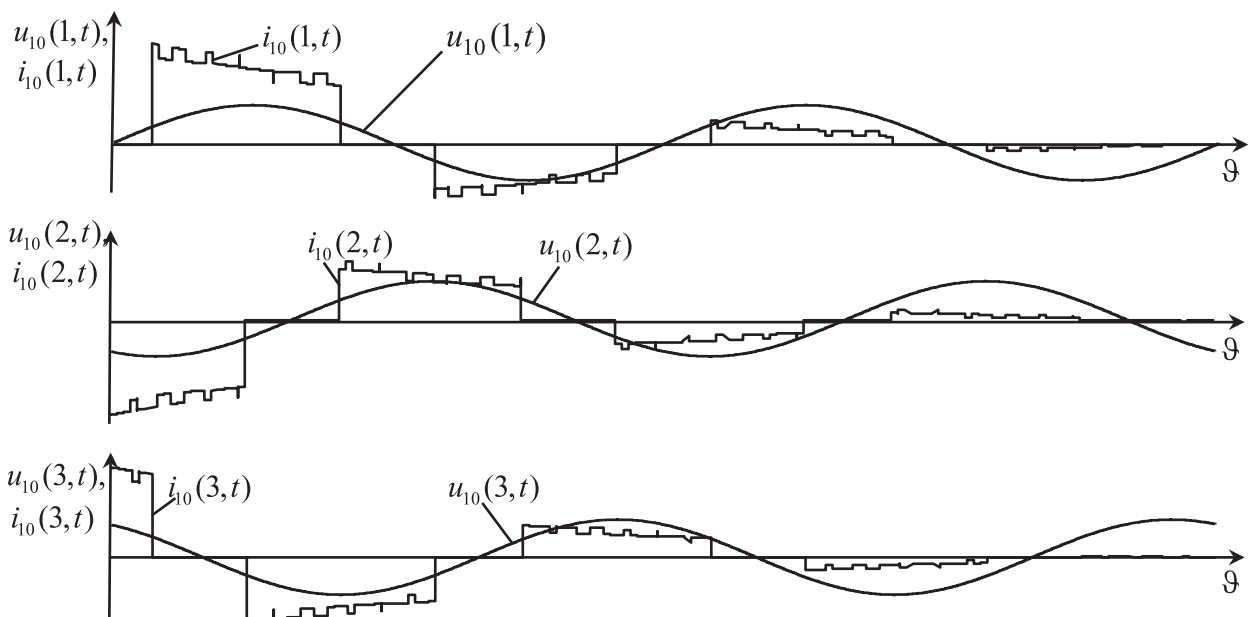


Рис. 6. Діаграми вхідних струмів i -х фаз мережі в координатах фазних напруг



$$i_{10}(3, t) = i_1(3, t) - i_1(2, t). \quad (19)$$

Діаграми вхідних струмів відповідних СМ, побудовані за (18), представлені на Рис. 5.

Діаграми вхідних струмів i -х фаз енергетичної мережі в координатах фазних напруг, побудовані за (19), представлені на Рис. 6.

Для того, щоб знайти амплітудні значення струмів через силові транзистори ІВН, достатньо проаналізувати струми $i_{1T}(P, j, t)$ первинних обмоток узгоджувальних трансформаторів, котрі знаходяться в колах протікання струмів через силові транзистори.

Враховуючи (15) і число каналів перетворення енергії, отримаємо:

$$i_{1T}(P, j, t) = i_2(t)/k_T. \quad (20)$$

Проводячи аналіз діаграм вхідних струмів i -х фаз енергетичної мережі на Рис. 6, робимо висновок, що ці струми змінюються за синусоїдним законом з накладанням високочастотних пульсацій.

Висновки. Таким чином у даній 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.

ЛІТЕРАТУРА

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 Н.П.* Аналіз електромагнітних процесів в двенадцятипульсному преобразователе с зонным регулированием выходного напряжения / Н.П. Макаренко, В.В. Михайленко, Н.Н. Юрченко // Вестник НТУ "Харьковский политехнический институт". "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика". — 2002. — Т. 1. — С. 233–234.

4. *Макаренко М.П.* Математична модель перетворювача трифазної напруги в постійну напругу / М.П. Макаренко, В.В. Михайленко // Электроника и связь. — 2002. — № 14. — С. 73–75.

5. *Макаренко М.П.* Деякі аспекти комп'ютерного аналізу напівпровідникових перетворювачів електроенергії з багатозональними структурами / М.П. Макаренко, В.В. Михайленко // Техн. електродинаміка. Тем. вип. "Силовая электроника та енергоефективність". — 2004. — Ч. 1. — С. 112–115.

6. *Макаренко М.П.* Моделювання електромагнітних процесів у напівпровідникових перетворювачах електроенергії з урахуванням параметрів мережі живлення / М.П. Макаренко, В.В. Михайленко // Техн. електродинаміка. Тем. вип. "Силовая электроника та енергоефективність". — 2005. — Ч. 2. — С. 48–51.

7. *Макаренко М.П.* Алгоритмічно-структурні аспекти аналізу імпульсних перетворювачів змінної напруги / М.П. Макаренко, В.В. Михайленко, В.В. Пілінський, В.І. Сенько, М.М. Юрченко // Техн. електродинаміка. Тем. вип. "Силовая электроника та енергоефективність". — 2007. — Ч. 4. — С. 66–69.

8. *Макаренко М.П.* Аналіз електромагнітних процесів у модуляційному напівпровідниковому перетворювачі напруги з електромеханічним навантаженням / М.П. Макаренко, В.В. Михайленко // Техн. електродинаміка. Тем. вип. "Силовая электроника та енергоефективність". — 2003. — Ч. 3. — С. 21–24.

9. *Макаренко М.П.* Імітаційна модель напівпровідникового перетворювача електроенергії з електромеханічним навантаженням / М.П. Макаренко, В.В. Михайленко // Вестник НТУ "Харьковский политехнический институт". "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика". — 2004. — Вып. 43. — С. 150–151.

10. *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.

11. *Shakweh Y.* Assessment of medium voltage PWM VSI topologies for multimegawatt variable speed drives applications / Y. Shakweh, E. A. Lewis // Proc. IEEE-PESC 99 Conf. — 1999. — P. 590–595.

12. *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.

