

УДК 621.314

В.В. МИХАЙЛЕНКО, В.О. ХОДАСЕВИЧ, Г.Л. КАРПЧУК, Я.В. ВОЛОГІН  
Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут"**ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ У КОЛАХ З  
НАПІВПРОВІДНИКОВИМИ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ З  
ОДИНАДЦЯТИЗОННИМ РЕГУЛЮВАННЯМ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ**

У статті проведено дослідження електромагнітних процесів в електричних колах з напівпровідниковими перетворювачами з одинадцятизонним регулюванням вихідної напруги. Метою роботи є використання методу багатопараметричних функцій із застосуванням пакету MATHCAD для аналізу 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. При цьому для моделювання та аналізу процесів регулювання напруги у силовому тракті попереднього формування постійної напруги ефективним є застосування математичної моделі процесу формування вихідної напруги, розробленої на основі методу багатопараметричних модулюючих функцій. Розроблено методики підвищення швидкості регулювання та визначення енергоефективних режимних параметрів напівпровідникових комутаторів електротехнічних систем.

*Ключові слова:* електромагнітні процеси, вихідні напруга та струм, метод багатопараметричних модулюючих функцій.

V.V. MIHAYLENKO, V.O. HODOSEVICH, G.L. KARPCHUK, Y.V. VOLOGIN  
National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv**STUDY OF THE ELECTROMAGNETIC PROCESSES IN CIRCUIT WITH SEMICONDUCTOR  
CONVERTER WITH ELEVEN ZONED REGULATIONS OF THE OUTPUT VOLTAGE****Abstract**

*Study of the electromagnetic processes is organized in article in electric circuit with semiconductor converter with eleven zone by regulation of the output voltage. The Purpose of the work there is use the method multivariable function with use the package MATHCAD for analysis of the electromagnetic processes in electric circuit with semiconductor commutator. Mathematical model is Created for analysis of the electromagnetic processes in semiconductor converter with width-pulse regulation of the output voltage. It is Shown graphs that show the electromagnetic processes in electric circuit. Herewith for modeling and analysis of the processes of the regulation of the voltage there is use in power tract of the preliminary shaping the output voltage efficient to mathematical model of the process of the shaping the output voltage, designed on base of the method much parametric functions. The Designed methods of increasing to velocities of the regulation and determinations energy efficient mode parameter semiconductor commutator electro technical systems.*

*Keywords:* electromagnetic processes, output straining and current, method multivariable modulating function.

**Постановка проблеми**

Сучасний етап розвитку теоретичної електротехніки характеризується ускладненням задач аналізу електромагнітних процесів у розгалужених електричних колах перетворювачів електроенергії, які використовуються в електроенергетиці і промисловості. Тенденції якісного перетворення електричної енергії, а також успіхи у розвитку напівпровідникової техніки дозволяють використовувати у перетворювальних установках ланку високої частоти з частотою переключення вентилів значно більшої від частоти змінної напруги промислової мережі.

**Аналіз основних досліджень і публікацій**

У роботах [1-6] 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 тієї ж структури ПЧ у якості ланки високої частоти, що стосується побудови й аналізу перетворювачів для електромеханічних комплексів із широтно-імпульсним регулюванням (ШІР) постійної напруги при одинадцятизонному керуванні.

**Формулювання мети дослідження**

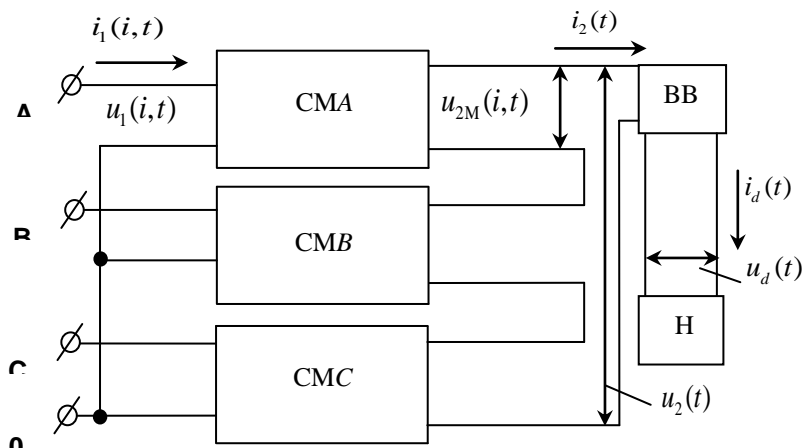
Метою роботи є використання методу багатопараметричних функцій із застосуванням пакету MATHCAD для аналізу електромагнітних процесів в електричних колах з напівпровідниковими комутаторами.

**Викладення основного матеріалу дослідження**

Узагальнена структурна схема перетворювача показана на рис. 1. На структурній схемі позначені: СМА, СМВ, СМС – силові модулятори (СМ) фазних напруг А, В і С 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.

Кожен СМ має у 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 з окремими елементами перетворювача.



**Рис. 1. Структурна схема перетворювача**

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

Ця 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  $\omega_1$ , трифазної енергетичної мережі відповідними еквівалентними модулюючими впливами  $\psi(\alpha_p,t)$ , частоти  $\omega_2$ . У результаті такої операції на виході кожного з ІВН формується промодульована напруга

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

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

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

а миттєві значення вхідної напруги мережі представлені у вигляді

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

де  $U_{1m}$  – амплітудне значення фазної напруги.

Еквівалентні модулюючі впливи подаються виразом

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

де  $\alpha_p(t)$  – кути управління, за рахунок зміни яких забезпечується ШПР вихідної напруги перетворювача;

$\varphi$  – початкова фаза еквівалентних модулюючих впливів.

У перетворювачі забезпечується почергова зміна кутів керування в діапазоні від  $0^0$  до  $90^0$ . У формуванні напруги кожної зони керування задіяні три інвертори, які підключені до відповідних фаз мережі живлення. Умови зміни кутів керування у окремих зонах подаються у наступному вигляді:  $\alpha_p(t) = 0$ , якщо  $t < \frac{(p-1)T}{N=11}$ ;  $\alpha_p(t) = \pi$ , якщо  $t > \frac{pT}{11}$ , а інакше  $\alpha_p(t) = f_x(p, N, t)$ , де  $f_x(p, N=11, t)$  – функція, яка задає закон зміни  $\alpha_p(t)$ , що залежить від номера зони  $p$  та їх кількості  $N=11$ .

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

$$u_2(t) = \sum_{p=1}^{11} \sum_{i=1}^3 k_T u_1(i, t) \phi(i, t) \psi(\alpha_p, t), \quad (5)$$

а вихідна напруга перетворювача  $u_d(t)$ , як випрямлена напруга (5), подається виразом

$$u_d(t) = \sum_{p=1}^{11} \sum_{i=1}^3 k_T u_1(i, t) \phi(i, t) \psi(\alpha_p, t) v(t), \quad (6)$$

де  $v(t)$  – функція прямокутного синуса, 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 управління  $\alpha_p$  по лінійному закону в координатах від часу  $t$ , подані на рис. 2.

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

$$u_d(t) = \frac{1}{2k_T} \sum_{p=1}^{11} \left( \sum_{i=1}^3 \left| U_{1m} \sin \left( \omega_1 t - \frac{(i-1)2\pi}{3} \right) \right| \cdot \left| \sum_2 \text{sign} \left[ \sin(\omega_2 t \pm (\alpha_p/2) - \varphi) \right] \right| \right). \quad (8)$$

З приведених діаграм і (8) видно, що вихідна напруга перетворювача досягне максимальної величини за умови, що  $\alpha_p(t) = 0$ . У цьому випадку частота пульсацій вихідної напруги  $\omega_i = 6\omega_1$ , а (9) прийме вигляд

$$u_d(t) = \frac{1}{k_T} \sum_{p=1}^{11} \sum_{i=1}^3 \left| U_{1m} \sin \left( \omega_1 t - \frac{(i-1)2\pi}{3} \right) \right|. \quad (9)$$

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

$$U_{d0} = \frac{2,7}{k_T} (U_{11} + U_{12} + U_{13} + \dots + U_{111}) = 2,7 (U_{21} + U_{22} + U_{23} + \dots + U_{211}), \quad (10)$$

де  $U_{11}, U_{12}, U_{13}, U_{111}$  і  $U_{21}, U_{22}, U_{23}, U_{211}$  – відповідно діючі значення напруг первинної і вторинної обмоток узгоджувального трансформатора для першої, другої, третьої та одинадцятої зон регулювання

$$U_{2p} = \frac{1}{k_T} U_{1p}.$$

Миттєві, а також середні значення вихідної напруги  $u_d(t)$ , приймуть нульову величину при  $\alpha_p(t) = \pi/2$ . У повному діапазоні зміни  $\alpha_p(t)$  регульовальна характеристика перетворювача має вигляд

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

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

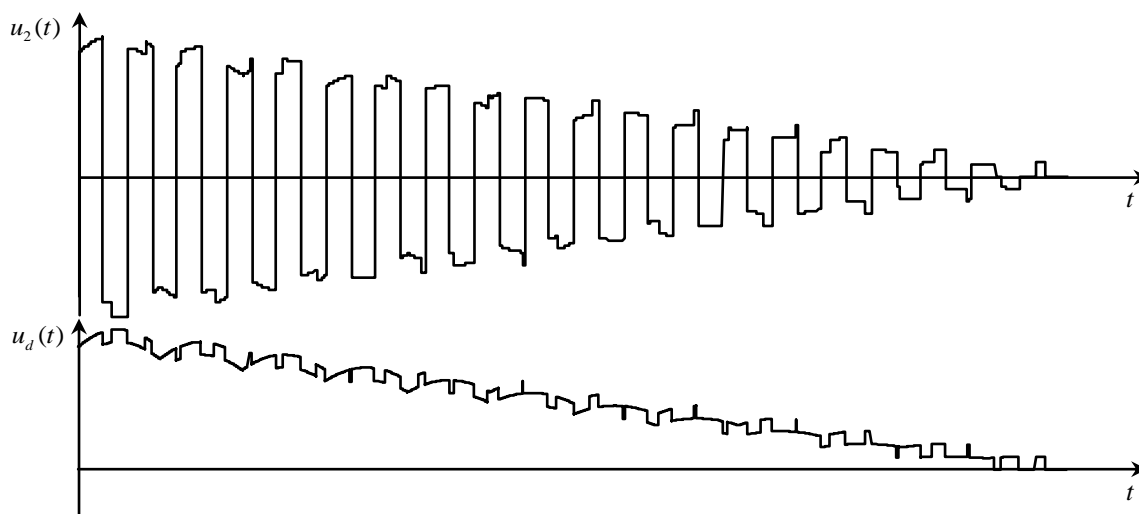


Рис. 2. Часові діаграми напруг  $u_2(t)$  і  $u_d(t)$

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

$$D(t, y) = \frac{u_d(t)}{L} - \frac{R}{L} y_0, \quad (12)$$

де  $y_0$  – визначається з початкових умов;

$R$  і  $L$  – відповідно активний опір та індуктивність навантаження.

Рішення (12) відносно струму навантаження визначимо числовим методом у вигляді матриці

$$i_d(t) = \text{rkfixed}(y, 0, k, s, D), \quad (13)$$

де  $y$  – вектор початкових умов;

$0, k$  – часовий інтервал рішень;

$s$  – кількість точок на часовому інтервалі рішень;

$D$  – вектор функції диференціальних рівнянь.

Еквівалентні моделюючі 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 (12) співвідношенням (13). Для визначення вхідного струму  $i_2(t)$  високочастотного випрямляча необхідно (13) розділити на (7). Якщо у функції перетворення є нульовий рівень, то операцію ділення на повному періоді існування (8) виконати неможливо. Це призводить до необхідності знаходження струму перед високочастотним випрямлячем на інтервалах ненульового значення, з поступовим припасовуванням результатів окремих підрахунків. Однак, подання

(7) функцією одичної амплітуди дозволяє визначити струм  $i_2(t)$  перемноженням (13) на (7) і, тим самим, спростити процес підрахунків, представляючи результати на повному інтервалі існування (7) і (13). Таким чином, вхідний струм високочастотного випрямляча має вигляд

$$i_2(t) = i_d(t)v(t) . \tag{14}$$

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

При цьому в загальному виді

$$i_1(n, i, t) = \frac{i_2(t)\psi(\alpha_p, t)\phi(i, t)}{k_T} . \tag{15}$$

Часові діаграми струму навантаження в координатах вихідної напруги перетворювача і вхідних, побудованих за (13) для одинадцятизонного регулювання, представлені на рис. 3.

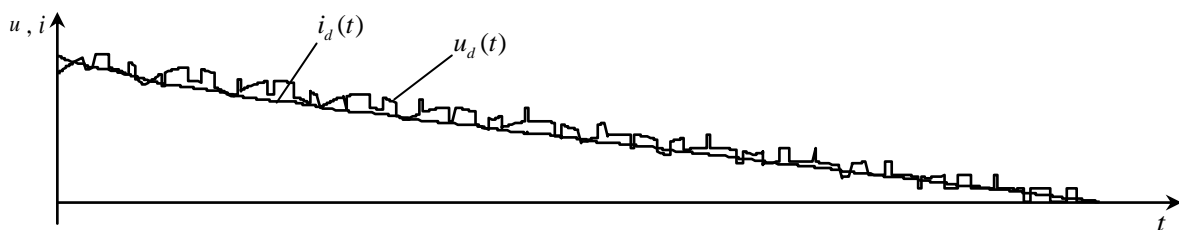


Рис. 3. Часові діаграми струму і напруги навантаження та вхідних струмів інверторів у координатах фазних напруг енергетичної мережі

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 (14). Для цього треба прийняти до уваги алгоритмічне рівняння (6) і тоді, враховуючи (13), отримаємо

$$i_1(n, i, t) = \frac{i_d(t)\phi(i, t)|\psi(\alpha_p, t)|}{k_T} . \tag{16}$$

Для визначення струмів  $i$ -х фаз енергетичної мережі у всьому діапазоні регулювання вихідної напруги виконаємо сумування вхідних струмів інверторів усіх зон регулювання в кожній з  $i$ -ї фази. Враховуючи рівняння (16), загальний вираз для струмів  $i$ -х фаз енергетичної мережі подамо у вигляді

$$i_1(i, t) = i_1(1, i, t) + i_1(2, i, t) + i_1(3, i, t) + \dots + i_1(11, i, t) , \tag{17}$$

де  $i_1(1, i, t)$ ,  $i_1(2, i, t)$ ,  $i_1(3, i, t)$ , ...,  $i_1(11, i, t)$  – вхідні струми інверторів  $i$ -х фаз для першої, другої, третьої та одинадцятої зон регулювання

Часові діаграми вхідних струмів  $i$ -х фаз енергетичної мережі в координатах фазних напруг, побудовані за (17) для трьохзонного регулювання, представлені на рис. 4.

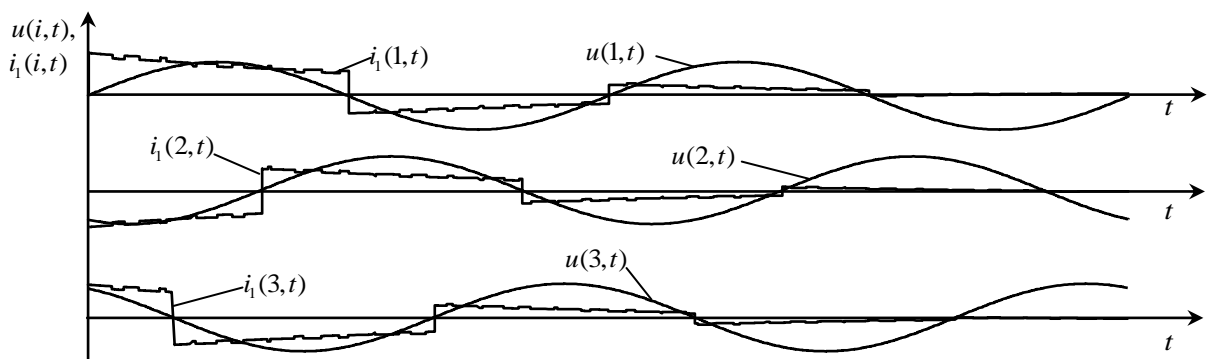


Рис. 4. Часові діаграми вхідних струмів  $i$ -х фаз енергетичної мережі в координатах фазних напруг

Для того, щоб знайти амплітудні значення струмів через силові транзистори ІВН, достатньо проаналізувати струми  $i_{\text{Т}}(n, i, t)$  первинних обмоток узгоджувальних трансформаторів, котрі знаходяться в колах протікання струмів через силові транзистори. Враховуючи (14) і число каналів перетворення енергії, отримаємо:  $i_{\text{Т}}(n, i, t) = \frac{i_2(t)}{k_{\text{Т}}}$ . За часом ці струми співпадають з вихідним струмом ланки високої частоти перетворювача.

#### Висновки

1. Підтверджено доцільність використання програмного пакету МATHCAD 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.

2. Розвинуто метод багатопараметричних функцій для системного аналізу усталених і перехідних процесів в електричних колах напівпровідникових перетворювачів з електромагнітних процесів у напівпровідникових перетворювачах з високочастотним широтно-імпульсним регулюванням напруги мережі електроживлення на основі використання алгоритмічних рівнянь багатопараметричних функцій, аргументами яких є системні параметри напівпровідникових комутаторів (діодів, тиристорів та транзисторів), напруг управління, кутів управління, фаз мережі живлення і часу.

#### Список використаної літератури

1. Макаренко М.П. Математична модель перетворювача трифазної напруги в постійну напругу / М.П. Макаренко, В.В. Михайленко // *Електроніка и связь*. – 2002. – № 14. – С. 73–75.
2. Патент 18750. України. МПК H02M 1/02. Інвертор напруги / М.П. Макаренко, В.В. Михайленко, В.В. Пілінський, заявник та власник патенту НТУУ “КПІ” – Завл. 31.05.2006, опубл. 15.11.2006. Бюл. № 11.
3. Патент 20985. України. МПК H02M 1/02. Модулятор випрямленої напруги / М.П. Макаренко, В.В. Михайленко, Заявник та власник патенту НТУУ “КПІ” – Завл. 18.09.2006, опубл. 15.02.2007. Бюл. № 2.
4. 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.
5. 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.
6. Макаренко Н.П. Анализ электромагнитных процессов в двенадцатипульсном 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.