

УДК 621.314

В.В. Михайленко, М.С. Шифанова, В.П. Світайло, Л.М. Снітко

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут", Київ

## МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ НАПІВПРОВІДНИКОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА З П'ЯТНАДЦЯТИЗОННИМ 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. Розроблено нову математичну модель усталених і перехідних процесів у електричних колах напівпровідникових перетворювачів модуляційного типу з багатозональним зонним використанням лінійних напруг трифазної мережі живлення без урахування втрат електроенергії у комутаторах для швидкої оцінки впливу параметрів навантаження на характеристики регульованих синусоїдних і постійних напруг. Результати цієї роботи можна використати для розвитку методу багатопараметричних модулюючих функцій для спрощення аналізу перехідних процесів у електричних колах без врахування втрат у ключових елементах.

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

### Вступ

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 [1 – 3].

У роботах [4, 5] показана доцільність використання структур перетворювачів частоти (ПЧ) з однократною модуляцією при побудові систем вторинного електропостачання.

У даній роботі проводиться аналіз аспекту використання тієї ж структури ПЧ для електромагнітних комплексів із широтно-імпульсним регу-

люванням (ШІР) постійної напруги при п'ятнадцятизонному керуванні.

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

### Аналіз електромагнітних процесів

Структурна схема перетворювача показана на рис. 1. На структурній схемі позначені:  $CM_{AB}$ ,  $CM_{BC}$ ,  $CM_{CA}$  – силові модулятори (СМ) лінійних  $AB$ ,  $BC$  і  $CA$  відповідно,  $BB$  – високочастотний випрямляч,  $H$  – навантаження. Сукупність СМ, підключених до енергетичної мережі паралельно і з'єднаних по виходу послідовно, представляє собою ланку високої частоти перетворювача.

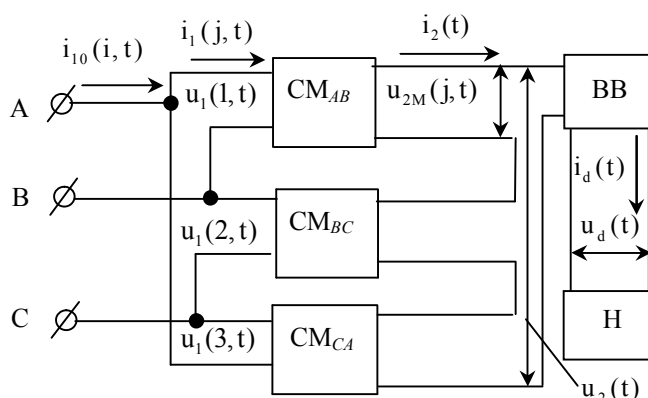


Рис. 1. Структурна схема перетворювача

При складанні математичної моделі перетворювача з комп'ютерною орієнтацією її застосування використовуємо метод багатопараметричних модулюючих функцій [2]. При цьому прийемо такі припущення: вхідна енергетична мережа симетри-

чна і її внутрішній опір дорівнює нулю, транзистори і діоди інвертора випрямленої напруги (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 здійснюється розгалужена модуляція миттєвих значень лінійних напруг трифазної енергетичної мережі, частоти  $\omega_1$ , відповідними еквівалентними модулюючими впливами  $\psi(\alpha_p, t)$  частоти  $\omega_2$ . В результаті такої операції на виході кожного з ІВН формується промодульована напруга

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

де  $j = 1, 2, 3$  – номери лінійних напруг енергетичної мережі, відповідно АВ, ВС, СА;  $k_T$  – коефіцієнти трансформації узгоджувального трансформатора;  $P = 1, 2, 3, \dots, N = 15$  – 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

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

де  $\alpha_p(t)$  – кути управління, за рахунок зміни яких забезпечується широтно-імпульсне регулювання вихідної напруги перетворювача;  $\varphi$  – 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

$$u_2(t) = \sum_{P=1}^{N=15} \sum_{j=1}^3 k_T u_1(j, t) \psi_1(j, t) \psi_2(\alpha_p, t), \quad (5)$$

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

$$u_d(t) = \sum_{P=1}^{15} \sum_{j=1}^3 (k_T u_1(j, t) \psi_1(j, t) \psi_2(\alpha_p, t) \psi_3(t)), \quad (6)$$

де:  $\psi_3(t)$  – функція прямокутного синуса, що співпадає за часом з положенням вихідної напруги  $u_2(t)$  ланки високої частоти перетворювача:

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

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)

$$\psi_2(\alpha_p, t) \psi_3(t) = |\psi_2(\alpha_p, t)|,$$

алгоритмічне рівняння перепишемо у вигляді

$$u_d(t) = \frac{k_T}{2} \sum_{p=1}^{15} \left( \sum_{j=1}^3 \left( U_{1m} \sin(\omega_1 t + \frac{\pi}{6} - \frac{(j-1)2\pi}{3}) \left| \sum_2 \sin(\omega_2 t \pm \alpha_p(t) - \varphi) \right| \right) \right). \quad (8)$$

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  $\omega_n = 6\omega_1$ , а (8) прийме вигляд

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

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

$$\begin{aligned} U_{d0} &= 2,7 \frac{1}{k_T} \times \\ &\times (U_{11} + U_{12} + U_{13} + \dots + U_{115}) = \\ &= 2,7(U_{21} + U_{22} + U_{23} + \dots + U_{215}), \end{aligned} \quad (10)$$

де:  $U_{11}, U_{12}, U_{13}, \dots, U_{115}$  і  $U_{21}, U_{22}, U_{23}, \dots, U_{215}$  – відповідно діючі значення напруг первинних і вторинних обмоток узгоджувальних трансформаторів для першої, другої, третьої, ..., п'ятнадцятої зони регулювання вихідної напруги

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

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

$$L \frac{di(t)}{dt} + i(t)R = u_d(t). \quad (11)$$

Струм навантаження знайдемо шляхом вираження його похідної у рівнянні (11), як реакцію одноконтурного RL-ланцюга на дію напруги (6).

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

де:  $y_0$  – початкове значення струму;  $R$  і  $L$  – відповідно активний опір і індуктивність навантаження.

Рішення (12) відносно струму навантаження визначимо числовим методом Рунге-Кутта, використовуючи функцію `rkfixed` математичного пакету `MathCad`

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

де:  $y$  – вектор початкових умов струмів;  $0, k$  – 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 енергетичної мережі не споживається, то для визначення вихідного струму  $i_2(t)$  ланки високої частоти достатньо (13) перемножити на функцію (7), що має одиничну амплітуду і співпадає за часом з (6).

Тоді

$$i_2(t) = i_d(t)\psi_3(t). \quad (14)$$

Для визначення вхідних струмів інверторів врахуємо, що  $i_2(t)$  протікає в загальному контурі всіх СМ, утвореному послідовно з'єднаними вторинними обмотками узгоджувальних трансформаторів і приймемо до уваги вираз (6) і те, що (2), (4) і (7) є функціями одиничної амплітуди.

При цьому у загальному виді

$$i_1(P, j, t) = \frac{i_2(t)\psi_1(j, t)\psi_2(\alpha_P, t)}{k_T}. \quad (15)$$

Вхідні струми інверторів  $i_1(P, j, t)$  можуть бути визначені при відомому струму навантаження без попереднього розрахунку вихідного струму  $i_2(t)$  ланки високої частоти за (15).

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

$$i_1(P, j, t) = \frac{i_d(t)\psi_1(j, t)|\psi_2(\alpha_P, t)|}{k_T}. \quad (16)$$

Діаграми струму навантаження в координатах вихідної напруги перетворювача і вихідного струму ланки високої частоти, побудовані за (15) – (17) для тризонного регулювання представлені на рис. 2.

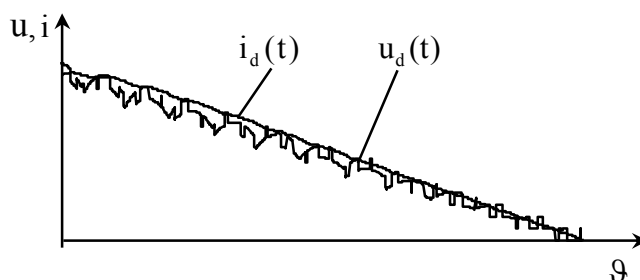


Рис. 2. Діаграми струму та напруги навантаження

Для визначення вхідних СМ у всьому діапазоні регулювання вихідної напруги підсумуємо вхідні струми відповідних ІВН.

Враховуючи (16), загальний вираз для вхідних струмів СМ подамо у вигляді

$$i_1(j, t) = i_1(1, j, t) + i_1(2, j, t) + \dots + i_1(15, j, t), \quad (17)$$

де  $i_1(1, j, t)$ ,  $i_1(2, j, t)$ , ...,  $i_1(15, j, t)$  – вхідні струми ІВН для першої, другої, третьої, ..., п'ятнадцятої зони регулювання.

Струми  $i$ -х фаз енергетичної мережі з співвідношень

$$\begin{aligned} i_{10}(i = 1, t) &= i_1(1, t) - i_1(3, t) \\ i_{10}(2, t) &= i_1(2, t) - i_1(1, t) \\ i_{10}(3, t) &= i_1(3, t) - i_1(2, t). \end{aligned} \quad (18)$$

Діаграми вхідних струмів  $i$ -х фаз енергетичної мережі в координатах фазних напруг, побудовані за (18), представлені на рис. 3.

Проводячи аналіз діаграм вхідних струмів  $i$ -х фаз енергетичної мережі на рис. 3, робимо висновок, що ці струми змінюються за синусоїдним законом з накладанням високочастотних пульсацій.

## Висновки

Таким чином у данні роботі було виконано аналізу електромагнітних процесів в електричних колах з напівпровідниковими комутаторами.

Використовуючи метод багатопараметричних модулюючих функцій було знайдено струм і напругу навантаження, а також вхідні струми перетворювача. Узагальнюючі функції багатопараметричного виду ефективні і для інших перетворювачів модуляційного типу.

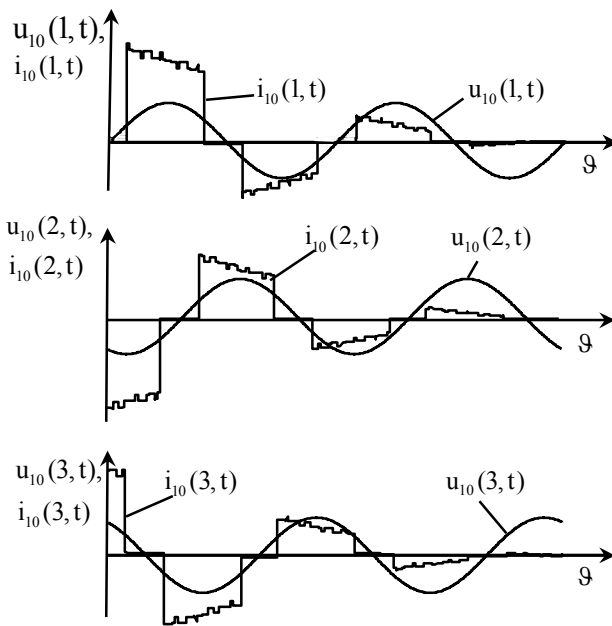


Рис. 3. Діаграми вхідних струмів  $i$ -х фаз мережі в координатах фазних напруг

### Список 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 Н. П. Анализ электромагнитных процессов в двенадцатиульсном 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 // Електроніка і зв'язь. – 2002. – № 14. – С. 73–75.

5. 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.

Надійшла до редколегії 23.03.2015

Рецензент: д-р техн. наук, проф. І.П. Захаров, Харківський національний університет радіоелектроніки, Харків.

### МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ПЯТНАДЦАТИЗОННЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ ВЫХОДНОГО НАПЯЖЕНИЯ

В.В. Михайленко, М.С. Шифанова, В.П. Світайло, Л.М. Снітко

В 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. Показано графики, что отображают электромагнитные процессы в электрических цепях. Разработано новую математическую модель установившихся и переходных процессов в электрических цепях полупроводниковых преобразователей модуляционного типа с многоканальным зонным использованием линейных напряжений трехфазной сети питания без учета потерь электроэнергии в коммутаторах для быстрой оценки влияния параметров нагрузки на характеристики регулируемых синусоидных и постоянных напряжений. Результаты этой работы можно использовать для развития метода многопараметрических модулирующих функция для упрощения анализа переходных процессов в электрических цепях без учета потерь в ключевых элементах.

**Ключевые слова:** электромагнитные процессы, выходное напряжение и ток, ток нагрузки, метод многопараметрических модулирующих функций.

### MATHEMATICAL MODEL OF SEMICONDUCTOR CONVERTER WITH FIFTEEN ZONE BY REGULATION OF THE OUTPUT VOLTAGE

V.V. Myhaylenko, M.S. Shifanova, V.P. Svitaylo, L.M. Snitko

Analysis of the electromagnetic processes is organized in article 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 display the electromagnetic processes in electric circuit. It is designed new mathematical model formed and connecting processes in electric circuit of the semiconductor converters inflexion type with many-server zoned use the linear voltages three phases to network of the power supply disregarding losses to electric powers in commutator for quick estimation of the influence parameter loads on features controlled sine and constant voltages. The results of this work possible to use for development of the method multivariable modulating function for simplification of the analysis of the connecting processes in electric circuit disregarding losses in key element.

**Keywords:** electromagnetic processes, output voltage and current, current of the load, method multivariable modulating function.