

УДК 621.3.011.74.005

В. В. Михайленко

НТУУ "Київський політехнічний інститут", м. Київ, Україна, e-mail: feakpi@ukr.net

### МЕТОД МЕТОД БАГАТОПАРАМЕТРИЧНИХ ФУНКЦІЙ ДЛЯ АНАЛІЗУ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ В ЕЛЕКТРИЧНИХ КОЛАХ З НАПІВПРОВІДНИКОВИМИ КОМУТАТОРАМИ

*В этой статье проведено анализ переходных процессов в электрических цепях с полупроводниковыми коммутаторами. Создана математическая модель для анализа переходных процессов в полупроводниковых преобразователях установок электроимпульсной обработки разных сред. Приведены графики, которые показывают переходные процессы в электрических цепях. Библ. 4, рис. 2.*

**Ключевые слова:** переходные процессы, полупроводниковые коммутаторы.

*У цій статті проведено аналіз перехідних процесів в електричних колах напівпровідниковими з комутаторами. Створено математичну модель для аналізу перехідних процесів в напівпровідникових перетворювачах установок електроімпульсної обробки різних середовищ. Наведено графіки, що відображають перехідні процеси у електричних колах. Бібл. 4, рис. 2.*

**Ключові слова:** перехідні процеси, напівпровідникові комутатори.

#### Вступ

Однією з найбільш складних задач при аналізі розгалужених електричних кіл з комутаторами є задача дослідження перехідних процесів в таких колах при використанні високочастотного перемикачів [1, 3]. У зв'язку з можливістю виникнення в них критичних електричних режимів доцільним є використання спеціалізованих математичних моделей. Аналіз розрахунку електромагнітних процесів в таких колах можна спростити за рахунок використання методу багатопараметричних модулюючих функцій [2, 4] та спеціалізованого програмного пакету MATHCAD.

При електромагнітних процесів в електричних колах тиристорних формувачів постійної напруги (ФПН) та формувачів розрядних імпульсів (ФРІ) електрична нестабільність параметрів ФРІ збільшується при зростанні їх частоти розрядних імпульсів. Оскільки частота розрядних імпульсів у декілька разів перевищує частоту мережі електроживлення, стає доцільним використання проміжних напівпровідникових перетворювачів (НПП) частоти для зменшення модуляції напруги ФРІ. Такий підхід по суті використовує багаторазове перетворення змінної напруги у постійну і навпаки, що вимагає використання методів швидкої оцінки стану напівпровідникових комутаторів (ключів) і аналізу режимів, які виникають у ланках НПП. Тому **метою роботи** є використання методу багатопараметричних функцій з використанням пакету MATHCAD для аналізу перехідних процесів в електричних колах з високочастотними напівпровідниковими комутаторами

**Аналіз перехідних процесів в розрядно-імпульсних системах**

В роботі була розроблена математична модель для аналізу перехідних процесів в НПП установок електроімпульсної обробки різних середовищ. На функціональній схемі такого перетворювача, приведеної на рис. 1, позначено: *СМ* – силовий модулятор, *ВЧВ* – однофазний високочастотний випрямляч вихідної напруги *СМ*, *Н* – активно-індуктивне навантаження, *VS<sub>1</sub>* та *VS<sub>2</sub>* – зарядний та розрядний тиристорні ключі, які працюють по чергово, *СУ* – система управління, *L<sub>0</sub>*, *L<sub>1</sub>* – індуктивності, *R<sub>L<sub>0</sub></sub>*, *R<sub>L<sub>1</sub></sub>* – активні опори котушок *L<sub>0</sub>* і *L<sub>1</sub>* відповідно; *C<sub>0</sub>*, *C<sub>1</sub>* – ємності конденсаторів.

Вихідну напругу *u<sub>d</sub>(t)* на виході ВЧВ запишемо співвідношенням виду

$$u_d(t) = u_M(t)\psi_1(t)\psi_2(t)\psi_3(t), \tag{1}$$

де  $u_M(t) = U_{dm} \sin(\omega_1 t + \varphi)$  – напруга мережі живлення;  $U_{dm} = 220\sqrt{2}$  В – максимальне значення напруги живлення;  $\varphi$  – початкова фаза напруги  $u_M(t)$ ;  $\omega_1$  – кругова частота;  $\psi_1(t)$  і  $\psi_2(t)$  – комутуючі функції, які відображають роботу випрямляча і інвертора *СМ*;  $\psi_3(t)$  – комутуюча функція, яка відображає роботу *ВЧВ*;  $\alpha(t)$  – кут управління.

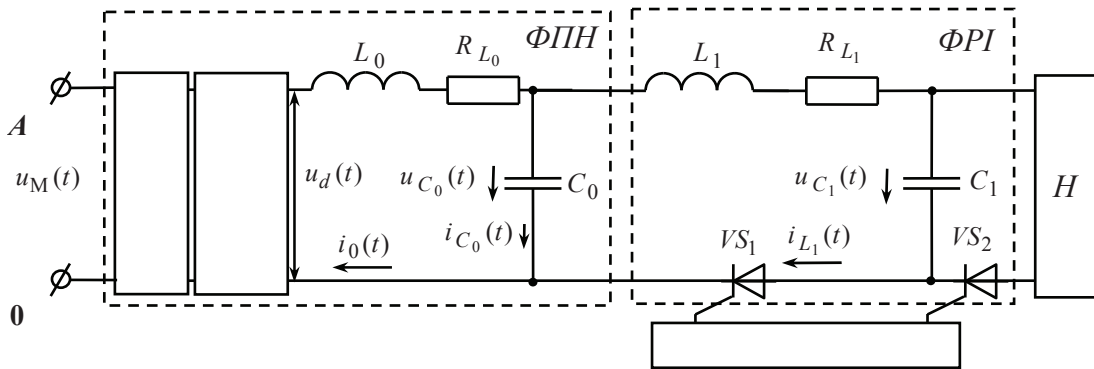


Рис. 1

Зробимо припущення, що індуктивність  $L_0$  та активний опір  $R_{L_0}$  дорівнюють нулю і розглянемо роботу контуру  $C_0, L_1, R_{L_1}, C_1, VS_1$ : На інтервалі часу  $t_{п1} = 0 \dots t_{к1} = t_1 = 0,0004$ с напругу  $u_{C_01}(t)$  на  $C_0$  визначаємо з диференціального рівняння виду

$$\frac{d^2 u_{C_01}(t)}{dt^2} = \frac{-R_{L_1} du_{C_01}(t)}{L_1 dt} - \frac{(C_1 + C_0)u_{C_01}(t)}{L_1 C_0 C_1} + \frac{U_{dm}}{L_1 C_1}, \tag{2}$$

де  $L_1$  – індуктивність фільтру;

$R_{L_1}$  – активний опір котушки  $L_1$ ;

$C_0, C_1$  – ємності конденсаторів.

Рішення (2) визначимо за допомогою методу Рунге-Кутта на часовому інтервалі  $t_{п1} = 0 \dots t_{к1}$  у вигляді матриці  $U_{C_01}$  миттєвих значень напруги  $u_{C_01}(t)$  та їхніх похідних, розрахованих з вибраним кроком  $p_1$

$$U_{C_01} = \text{rkfixed}(u_{C_01}, t_{п1}, t_{к1}, p_1, D_{C_01}), \tag{3}$$

де  $D_{C_01}$  – вектор-стовпець проміжних рішень відносно напруги  $u_{C_01}(t)$  на конденсаторі  $C_0$ .

Далі проводимо уточнення значення напруги  $u_{C_01}(t)$  знайденої в рівнянні (3) на інтервалі  $t_{п1} = 0 \dots t_{к1}$  порівнюючи її з випрямленою напругою  $u_d(t)$ :

$$u'_{C_01}(t) = \text{if}(t < t_1 = 0,0004 \text{ с}, \text{if}(u_{C_01}(t) < u_d(t), u_d(t), u_{C_01}(t)), 0). \tag{4}$$

Оскільки на інтервалі  $t_{п2} = t_1 = 0,0004\text{с} \dots t_{к2} = t_2 = 0,005\text{с}$  тиристор  $VS_1$  закритий, то напругу  $u_{C_{02}}(t)$  на  $C_0$  на цьому інтервалі визначаємо з виразу виду

$$u_{C_{02}}(t) = \text{if}(t < t_1 = 0,0004\text{с}, 0, \text{if}(t \leq t_2 = 0,005\text{с}, \text{if}(u'_{C_{01}}(t_1) < u_d(t_1), u_d(t_1), u'_{C_{01}}(t_1)), 0)) . \quad (5)$$

Аналогічно знаходимо напруги  $u'_{C_{03}}(t)$  і  $u_{C_{04}}(t)$  на інтервалах  $t_{п3} = t_2 = 0,005\text{с} \dots t_{к3} = t_3 = 0,0054\text{с}$  і  $t_{п4} = t_3 = 0,0054\text{с} \dots t_{к4} = t_4 = 0,01\text{с}$  відповідно.

Тоді сумарну напругу  $u_{C_0}(t)$  на  $C_0$  за один період зміни напруги живлення  $u_M(t)$  знаходимо підсумовуючи напруги знайдені у виразах (4) і (5) та напруги  $u'_{C_{03}}(t)$  і  $u_{C_{04}}(t)$

$$u_{C_0}(t) = u'_{C_{01}}(t) + u_{C_{02}}(t) + u'_{C_{03}}(t) + u_{C_{04}}(t) . \quad (6)$$

Знайдемо напругу на конденсаторі  $C_1$ . На інтервалі  $t_{п1} = 0 \dots t_{к1} = t_1 = 0,0004\text{с}$  напругу  $u_{C_{11}}(t)$  на конденсаторі  $C_1$  визначаємо з рівняння виду

$$\frac{d^2 u_{C_{11}}(t)}{dt^2} = \frac{-R_{e1} du_{C_{11}}(t)}{L_1 dt} - \frac{(C_0 + C_1 u_{11}(t)) u_{C_{11}}(t)}{L_1 C_1 C_0} + \frac{u_1(t)}{L_1 C_1} , \quad (7)$$

де  $u_1(t) = \text{if}(u_{C_{01}}(t) < u_d(t), u_d(t), U_{dm})$  та  $u_{11}(t) = \text{if}(u_{C_{01}}(t) < u_d(t), 0, 1)$  – еквівалентні напруги, які залежить від співвідношення напруг  $u_{C_{01}}(t)$  та  $u_d(t)$ ;  $R_{e1} = \text{if}(u_{C_{01}}(t) < u_d(t), 0, R_{L1})$  – еквівалентний сумарний опір на інтервалі часу  $t_{п1} \dots t_{к1}$ .

Рішення (7) визначимо на інтервалі  $t_{п1} \dots t_{к1}$  у вигляді матриці  $U_{C_{11}}$  миттєвих значень напруги  $u_{C_{11}}(t)$  на  $C_1$  та їхніх похідних, розрахованих з вибраним кроком  $p_1$ , як

$$U_{C_{11}} = \text{rkfixed}(u_{C_{11}}, t_{п1}, t_{к1}, p_1, D_{C_{11}}) , \quad (8)$$

де  $D_{C_{11}}$  – вектор-стовпець проміжних рішень відносно напруги  $u_{C_{11}}(t)$  на конденсаторі  $C_1$ .

На інтервалі  $t_{п2} = t_1 = 0,0004\text{с} \dots t_{к2} = t_2 = 0,005\text{с}$  тиристор  $VS_1$  закритий, а тиристор  $VS_2$  відкритий і тоді напругу  $u_{C_{12}}(t)$  на  $C_1$  на інтервалі визначили з рівняння

$$\frac{d^2 u_{C_{12}}(t)}{dt^2} = \frac{-R_H du_{C_{12}}(t)}{L_H dt} - \frac{u_{C_{12}}(t)}{L_H C_1} , \quad (9)$$

де  $L_H, R_H$  – індуктивність навантаження і активний опір кола навантаження.

Рішення (9) визначимо на інтервалі  $t_{п2} \dots t_{к2}$  у вигляді матриці  $U_{C_{12}}$  миттєвих значень напруги  $u_{C_{12}}(t)$  та їхніх похідних, розрахованих з вибраним кроком  $p_2$

$$U_{C_{12}} = \text{rkfixed}(u_{C_{12}}, t_{п2}, t_{к2}, p_2, D_{C_{12}}) , \quad (10)$$

де  $D_{C_{12}}$  – вектор-стовпець проміжних рішень відносно напруги  $u_{C_{12}}(t)$  на  $C_1$ .

Аналогічно знаходимо напруги  $u_{C_{13}}(t)$  і  $u_{C_{14}}(t)$  на інтервалах  $t_{п3} = t_2 = 0,005\text{с} \dots t_{к3} = t_3 = 0,0054\text{с}$  і  $t_{п4} = t_3 = 0,0054\text{с} \dots t_{к4} = t_4 = 0,01\text{с}$  відповідно.

Тоді сумарну напругу  $u_{C_1}(t)$  на  $C_1$  за один період зміни напруги живлення  $u_M(t)$  знаходимо підсумовуючи напруги знайдені у виразах (8) і (10) та напруги  $u_{C_{13}}(t)$  і  $u_{C_{14}}(t)$

$$u_{C_1}(t) = u_{C_{11}}(t) + u_{C_{12}}(t) + u_{C_{13}}(t) + u_{C_{14}}(t) . \quad (11)$$

Струм  $i_{L_1}(t)$  знаходимо шляхом диференціювання напруги  $u_{C_1}(t)$ , знайденої з рівняння (11)

$$i_{L_1}(t) = \text{if} \left( \frac{du_{C_1}(t)}{dt} > 0, C_1 \frac{du_{C_1}(t)}{dt}, 0 \right). \quad (12)$$

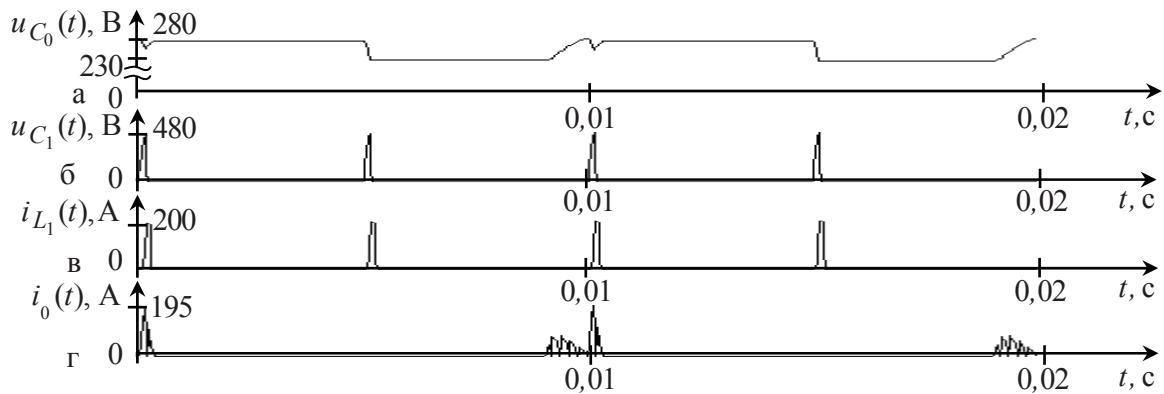
Струм  $i_{C_0}(t)$  який протікає через конденсатор  $C_0$  знаходимо шляхом диференціювання напруги  $u_{C_0}(t)$ , знайденої з рівняння (6), з виразу виду

$$i_{C_0}(t) = C_0 \frac{du_{C_0}(t)}{dt}. \quad (13)$$

Струм  $i_0(t)$  через індуктивність  $L_0$  знаходимо підсумовуючи вирази (12) та (13)

$$i_0(t) = i_{L_1}(t) + i_{C_0}(t). \quad (14)$$

Діаграми напруг  $u_{C_0}(t)$  на  $C_0$  і  $u_{C_1}(t)$  на  $C_1$  та струмів  $i_{L_1}(t)$  і  $i_0(t)$  з  $C_0 = 2200 \text{ мкФ}$ ,  $C_1 = 100 \text{ мкФ}$ ,  $R_H = 3 \text{ Ом}$  та  $R_{L_1} = 0,05 \text{ Ом}$ , для мережі електроживлення частотою  $f_M = 50 \text{ Гц}$ , напругою  $U_{M\text{max}} = 311 \text{ В}$  при  $L_1 = 162 \text{ мкГн}$  та  $L_H = 1 \text{ мкГн}$ , при частоті високочастотних імпульсів  $f_{IM} = 5000 \text{ Гц}$ , показані на рис. 2.



З діаграм видно, що використання програмного пакету MATHCAD забезпечує аналіз перехідних та усталених режимів в зарядно-розрядних колах НПП електроімпульсних установок. Підвищення частоти високочастотних імпульсів модулюючого впливу  $\psi_2(t)$  на інверторі  $SM$  зменшує нестабільність параметрів розрядних імпульсів  $\Phi PI$  при тих же величинах  $L_1$ ,  $C_0$  та  $C_1$ .

Збільшення величини ємності  $C_1$  та частоти її зарядно-розрядних циклів призводить до підвищення нестабільності параметрів розрядних імпульсів в навантаженні та збільшує нестабільність режимів споживання електроенергії від мережі електроживлення. Збільшення величини ємності  $\tilde{N}_0$  зменшує нестабільність параметрів розрядних імпульсів, але підвищує нестабільність режимів споживання електроенергії від мережі живлення.

### Висновки

1. Обґрунтовано доцільність використання програмного пакету MATHCAD для аналізу перехідних процесів та оптимізації параметрів НПП в яких виникають процеси зарядки і розрядки ємнісного накопичувача електроенергії зі змінними початковими умовами. Такий підхід дозволяє зменшити нестабільність режимів у технологічному навантаженні та режимів споживання електроенергії від мережі електроживлення.

2. Показано, що доцільним є використання високочастотного модулюючого впливу  $\psi_2(t)$  на інвертор  $SM$ . Це забезпечує зменшення нестабільності вихідної напруги  $\Phi PH$  і відповідно напруги розрядних імпульсів  $\Phi PH$ .

### Список літератури

1. Лившиц А. Л., Отто М. А. Импульсная Электротехника. – Москва: Энергоатомиздат, 1983. – 352 с.

2. Макаренко М. П., Михайленко В. В. Аналіз електромагнітних процесів у перетворювачах з багатозонним регулюванням вихідної напруги функціями багатопараметричного виду // Технічна електродинаміка. Силова електроніка та енергоефективність – Тематичний випуск. – 2002. – Ч.1. – С.19–22.

3. Щерба А. А. Тиристорные схемы электропитания технологических установок с параметрической стабилизацией выходных характеристик // В сборнике “Преобразование и стабилизация параметров электрической энергии”. Киев: Институт электродинамики АН Украины, 1996. – С. 18–27.

4. Щерба А. А., Михайленко В. В., Захарченко С. М. Математичне моделювання перехідних процесів в напівпровідникових перетворювачах параметрів електроенергії розрядно-імпульсних електротехнологічних систем // Технічна електродинаміка. Силова електроніка та енергоефективність. – Тематичний випуск. – 2008. – Ч.3. – С.19–24.

## METHOD MUCH PARAMETRIC FUNCTIONS FOR ANALYSIS OF THE CONNECTING PROCESSES IN ELECTRIC CIRCUIT WITH SEMICONDUCTOR COMMUTATORS

V.V. Mihaylenko

National technical university of Ukraine "Kyiv polytechnic institute",  
m. Kyiv-56, Ukraine, e-mail: feakpi@ukr.net

*Analysis of the connecting processes is organized In this article in electric circuit with semiconductor commutators. Mathematical model is created for analysis of the connecting processes in semiconductor converter of the installing the electropulsed processing the different ambiances. The Brought graphs, which show the connecting processes in electric circuit. References 4, figures 2.*

**Key words:** connecting processes, semiconductor commutators.

1. Livshic A. L., Otto M. A. Pulsed Elektrotehnika. – Moskva: Energoatomizdat, 1983. – 352 p.  
(Rus.)

2. Makarenko M.P., Mihaylenko V.V. The Analysis of the electromagnetic processes in converter with much zoned regulations of the output voltage function multivariable type// Technicheskaja elektrodinamika. Silova elektronika i energoefektivnist - Thematic vypusk. – 2002. – Part 1. – P. 19–22  
(Ukr.)

3. Scherba A.A. The Thyristor schemes of the power supply of the technological installation with parametric stabilization of the output features // In collection "Transformation and stabilization parameter to electric energy". The Kiev: Institute of Electrodynamics Academy of Science of Ukraine, 1996. – P. 18–27  
(Rus.)

4. Scherba A. A., Mihaylenko V. V., Zaharchenko S. M. Mathematical modeling of the connecting processes in semiconductor parameter of the electric energy is discharged pulsed electro technological systems // Technicheskaja elektrodinamika. Silova elektronika i energoefektivnist - Thematic vypusk. - 2008. – Part 3. – P. 19–24 (Ukr.)