

1. Patent of USSR № 746336. Digital measuring device of asymmetry of three-phase network/*M. Ya. Mints, V. N. Chinkov, O. G. Grib.* – Publ. in bull. – 1980. – № 25. (Rus.).
2. Patent of USSR № 737882. Measuring device of symmetric constituents of three-phase network/ *V. P. Gapchenko, O. G. Grib, M. Ya. Mints, V. N. Chinkov.* – Publ. in bull. – 1980. – № 20. (Rus.).
3. Patent of USSR №.1117541. Method of decomposition of voltages of multiphase network on orthogonal constituents of symmetric sequences/ *A. K. Shidlovskii, S. G. Taranov, V. V. Brajko, I. P. Grinberg, O. L. Karasinskii, Yu. F. Tesik, R. B. Husid.* – Publ. in bull. – 1984. – №3 7. (Rus.).
4. Standart of Ukraine 13109-97 “Norms of quality of electric energy are in the systems of power supply of general-purpose”. (Rus.).
5. Patent of Ukraine UA № 75929. A digital measuring device of coefficients of asymmetry of voltage is in the industrial network/*R. V. Petrosyan.* – Publ. in bull. – 2006. – №6. (Ukr.).
6. Patent of Ukraine UA № 72534. Method of the digital measuring of symmetric constituents of voltage of three-phase network/ *A. A. Shcherba, K. L. Serpilin, D. K. Makov.* – Publ. in bull. – 2012. – №16. (Ukr.).

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 височастотного 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 височастотними 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, *VS₁* та *VS₂* – зарядний та розрядний тиристорні ключі, які працюють по чергово, *СУ* – система управління, *L₀*, *L₁* – індуктивності, *R_{L₀}*, *R_{L₁}* – активні опори котушок *L₀* і *L₁* відповідно; *C₀*, *C₁* – ємності конденсаторів.

Вихідну напругу $u_d(t)$ 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; φ – початкова фаза напруги $u_M(t)$; ω_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.

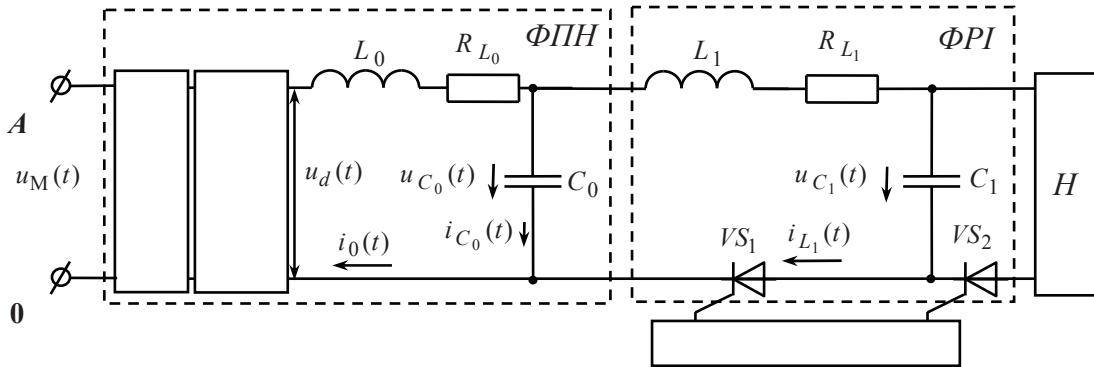


Рис. 1

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)

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

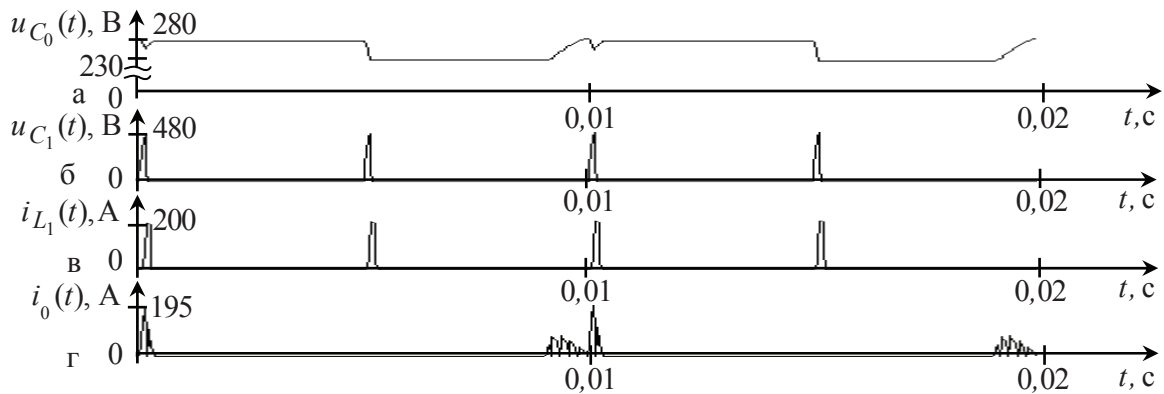
Струм $i_{C_0}(t)$ який протікає через конденсатор C_0 знаходимо шляхом диференціювання напруги $u_{C_0}(t)$, знайденої з рівняння (6), з виразу виду

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

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 ΦPI 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 ΦPH і відповідно напруги розрядних імпульсів ΦPH .

Список літератури

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

2. Макаренко М. П., Михайленко В. В. Анализ электромагнитных процессов 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",
м. 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 electrodinamika. 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 electrodinamika. Silova elektronika i energoefektivnist - Thematic vypusk. - 2008. – Part 3. – P. 19–24 (Ukr.)

УДК 621.314: 621.391

Ю. А. Оникиенко, В. В. Пилинский, В. Б. Швайченко
Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»
Кафедра ЗТиРИ, ФЭЛ, НТУУ «КПИ», г. Киев, Украина, E-mail: pww@ukr.net

КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ КОНДУКТИВНЫХ ПОМЕХ УСИЛИТЕЛЯ КЛАССА D

Предложена эквивалентная схема усилителя класса D с элементами, обуславливающими создание и распространение кондуктивные помехи. Предложен простой метод получения параметров усилителя для компьютерного моделирования. Выполнено компьютерное моделирование усилителя класса D, содержащего паразитные элементы и подключенного к эквиваленту сети. В компьютерной модели учтены функциональные особенности исследуемого усилителя. Выполнено