

ВИЗНАЧЕННЯ УСТАЛЕНОГО РЕЖИМУ ПЕРЕТВОРЮВАЧА КУКА З МАГНІТОПОВ'ЯЗАНИМИ ІНДУКТИВНИМИ ЕЛЕМЕНТАМИ МЕТОДОМ КОМП'ЮТЕРНОГО МАКРОМОДЕЛЮВАННЯ

В.Г. Ягуп^{1*}, докт. техн. наук, К.В. Ягуп^{2**}, докт. техн. наук

¹ Харківський національний автомобільно-дорожній університет,
вул. Ярослава Мудрого, 25, Харків, 61002, Україна,
e-mail: yagup.walery@gmail.com.

² Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»,
вул. Кирпичова, 2, Харків, 61002, Україна.

Роботу присвячено вирішенню проблеми зменшення витрат комп'ютерного часу задля визначення усталеного режиму перетворювача Кука з магнітопов'язаними індукторами. Запропоновано перехід до макромодельовання процесів, під яким розуміється використання рекурентних різницевих рівнянь для значень змінних стану на межах періодів. Показано, що задля обчислення параметрів макромоделі достатньо отримати інформацію про декілька періодів перехідного процесу пуску перетворювача Кука, після чого параметри макромоделі і усталеного режиму визначаються за допомогою стандартних матричних операцій. Запропонований метод макромодельовання дає змогу суттєво скоротити витрати комп'ютерного часу та отримати результати з високою точністю. Бібл. 15, рис. 5, табл. 2.

Ключові слова: перетворювач Кука, магнітопов'язані індуктори, змінні стану, різницеві рівняння, усталений режим, візуальна модель.

Вступ і постановка задачі. Перетворювачі постійного струму за схемою Кука представляють собою найбільш універсальні пристрої, які здатні як підвищувати, так і знижувати вихідну напругу порівняно із живлячою [1, 2]. Дослідження електромагнітних процесів в цих схемах представляє достатньо важливе завдання з урахуванням широкого застосування цих перетворювачів в різного роду технологічних процесах. Задля розрахунку усталених режимів перетворювачів Кука є доступними широкий спектр методів як аналітичних, так і на основі чисельного моделювання [3–8]. Проте аналітичні методи, викладені у перелічених працях, не завжди мають можливості широкого застосування. Наприклад, коли параметри елементів визначають періодичні усталені режими у перетворювачі, за яких періоди власних частот та постійні часу його ланок є меншими за період комутації, то рівність середніх значень змінних на окремих інтервалах комутації не дотримується. У такому разі методи на основі усереднення мають обмеження у застосуванні. У свою чергу, розвиток методів комп'ютерного моделювання [8–11] дає змогу автоматизувати процеси складання диференціальних рівнянь і враховувати при цьому вплив усіх елементів з майже необмеженим діапазоном параметрів у схемі перетворювача. Однак, вихід на квазіусталений режим може займати велику кількість періодів роботи перетворювача. Тому метод усталення, який пропонується для обчислення траєкторій руху динамічної системи [12], може потребувати великих витрат комп'ютерного часу. Ця проблема поглиблюється під час намагання підвищити точність розрахунків. Для цього зменшують величину кроку інтегрування диференціальних рівнянь, що збільшує кількість циклів обчислення на кожному періоді. Задля підвищення точності також застосовують чисельні методи високого порядку для інтегрування диференціальних рівнянь, завдяки чому зростає кількість обчислення правих частин рівнянь і, відповідно, витрати комп'ютерного часу. Існує також проблема визначення моменту досягнення усталеного режиму для систем зі слабким демпфуванням [10–15], коли змінні стану дуже повільно наближаються до усталених значень, і визначення моменту досягнення періодичності ускладнено. Слід також рахуватися з накопиченням похибок у разі багатоциклічних обчислень на великій кількості періодів процесу, що передують досягненню усталеного режиму. Зазначені проблеми є характерними стосовно дослідження усталених режимів перетворювачів чисельними методами.

© Ягуп В.Г., Ягуп К.В., 2025

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-7019-3499>; ** <https://orcid.org/0000-0002-9305-8169>

© Видавець ВД «Академпериодика» НАН України, 2025



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

Метою роботи є розробка і застосування методу дослідження квазіусталених режимів в перетворювачі Кука з магнітнопов'язаними індуктивними елементами з використанням комп'ютерних моделей шляхом макромодельовання на основі різницевих рівнянь у вигляді рекурентних співвідношень щодо величин змінних стану на межах періодів.

Основна частина дослідження.

1. Дослідження процесу пуску перетворювача Кука. Розглянемо схему перетворювача Кука з магнітнопов'язаними індукторами [7], структура якого відповідно повторюється на його візуальній моделі в системі SinPowerSystem (SPS), яку наведено на рис. 1.

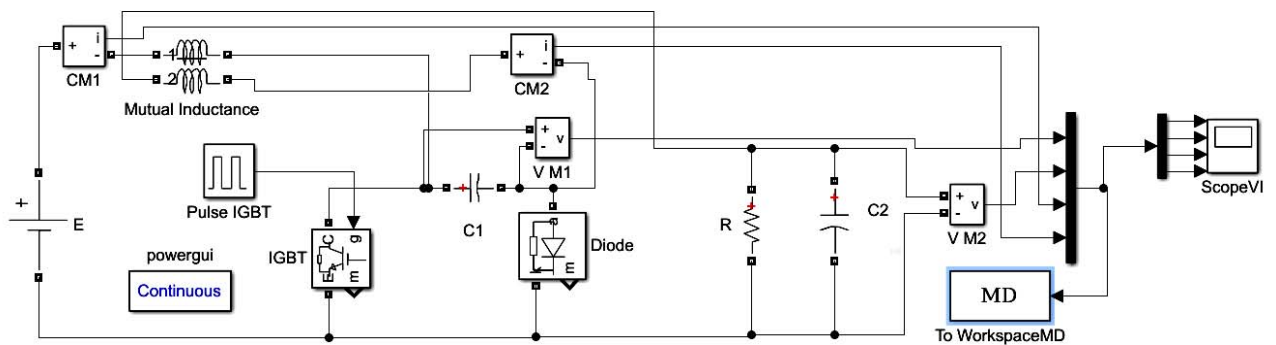


Рис. 1

Перетворювач живиться від джерела постійної напруги E . Два магнітнопов'язані індуктори представлені в моделі через блок Mutual Inductance. Напруга від джерела подається через перший індуктор, буферний конденсатор $C1$ і другий індуктор на навантаження, яке представлене резистором R і накопичувальним фільтруючим конденсатором $C2$. Ключові напівпровідникові елементи IGBT і Diode забезпечують широтно-імпульсну модуляцію в перетворювачі. Особливістю цієї схеми є магнітний зв'язок вхідного і вихідного індукторів, завдяки чому обидві частини перетворювача обмінюються енергією незалежно від стану ключових елементів. Частота і сквапність широтно-імпульсної модуляції визначаються параметрами керуючих імпульсів від генератора Pulse IGBT. Параметри перетворювача Кука прийняті такими, як вони представлені в [7], а саме: $E = 300$ В, $L1 = 2$ мГн, $L2 = 2,47$ мГн, $M = 1,4$ мГн, $T = 50$ мкс, $T_n = 15$ мкс, $R = 50$ Ом, $C1 = 10$ мкФ, $C2 = 100$ мкФ. З метою збільшення точності результатів здійснимо нормування параметрів, обравши за базові час $t_0 = T = 50$ мкс, напругу $U_0 = 1$ В, струм $I_0 = 1$ А. Тоді базовий опір $R_0 = U_0/I_0 = 1$ Ом, базова ємність $C_0 = t_0/R_0 = 50 \cdot 10^{-6}$ Ф, базова індуктивність $L_0 = t_0 \cdot R_0 = 50 \cdot 10^{-6}$ Гн. Поділивши вихідні значення параметрів схеми на базові значення, отримаємо наступні значення нормованих параметрів, які використовуються далі для моделювання: $E = 300$ В, $L1 = 40$ Гн, $L2 = 49,4$ Гн, $M = 28$ Гн, $T = 1$ с, $T_n = 0,3$ с, $R = 50$ Ом, $C1 = 0,2$ Ф, $C2 = 2$ Ф. Зауважимо, що за такого способу нормування параметрів змінюється лише масштаб за часом, а напруги і струми залишають свої натуральні значення, які діють саме в реальній схемі. Задля вимірювання змінних стану в моделі увімкнені вимірювачі струмів індукторів і напруг конденсаторів, сигнали з яких фіксуються чотириканальним віртуальним осцилографом ScopeVI.

Задля дослідження процесу пуску перетворювача Кука здійснено моделювання перехідного процесу з нульових початкових значень змінних стану $V_{C1}(0) = V_{C2}(0) = 0$ та $I_{L1}(0) = I_{L2}(0) = 0$.

На рис. 2 наведено часові діаграми перехідного процесу пуску перетворювача Кука, відображеного протягом 5000 періодів. Діаграми приведені для змінних стану у чередуванні (зверху вниз) V_{C1} , V_{C2} , I_{L1} , I_{L2} . З наведених часових діаграм видно, що навіть протягом значної кількості періодів перехідний процес не встановлюється. Коливання напруг і струмів тут обумовлені не стільки впливом широтно-імпульсної модуляції, скільки власними резонансними властивостями перетворювача, зумовленими наявністю чотирьох реактивних елементів і лише одного резистивного елемента, який вносить достатньо незначну дисипацію енергії в системі.

Для того, щоб отримати уявлення про низьку швидкість вгамування динамічного процесу і ступінь досягнення усталеного процесу в досліджуваній схемі на рис. 3, наведено часові діаграми змінних стану протягом останніх 10 періодів обчисленого пускового процесу.

На цих діаграмах видно вплив широтно-імпульсної модуляції, але ж коливання змінних стану

продовжують мати місце, і періодичність усталеного режиму перетворювача ще не досягається. Чисельні значення змінних стану на початку двох останніх періодів складають відповідно для VC1: 446,42 і 451,33 В; для VC2: -126,60 і -126,20 В; для IL1: 1,692 і 0,943 А; для IL2: 0,994 і 1,558 А. Ці значення чисельно підтверджують відсутність встановлення усталеного режиму перетворювача Кука. Таким чином, значні витрати комп'ютерного часу на розрахунок процесу шляхом встановлення цього режиму не дають потрібного результату.

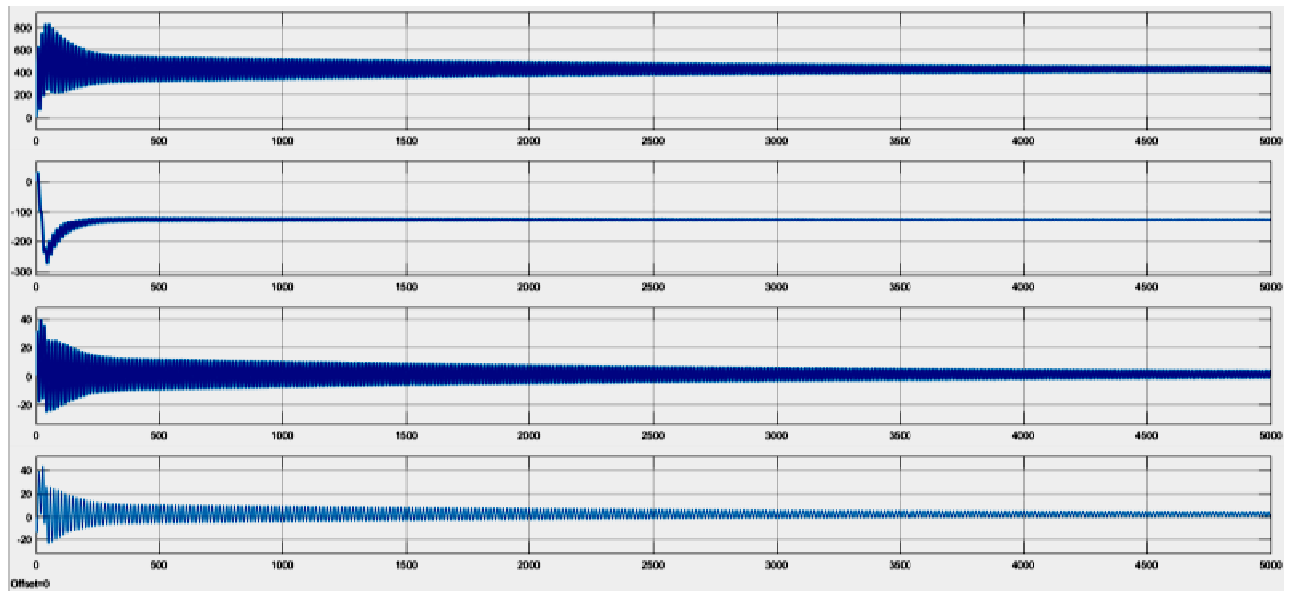


Рис. 2

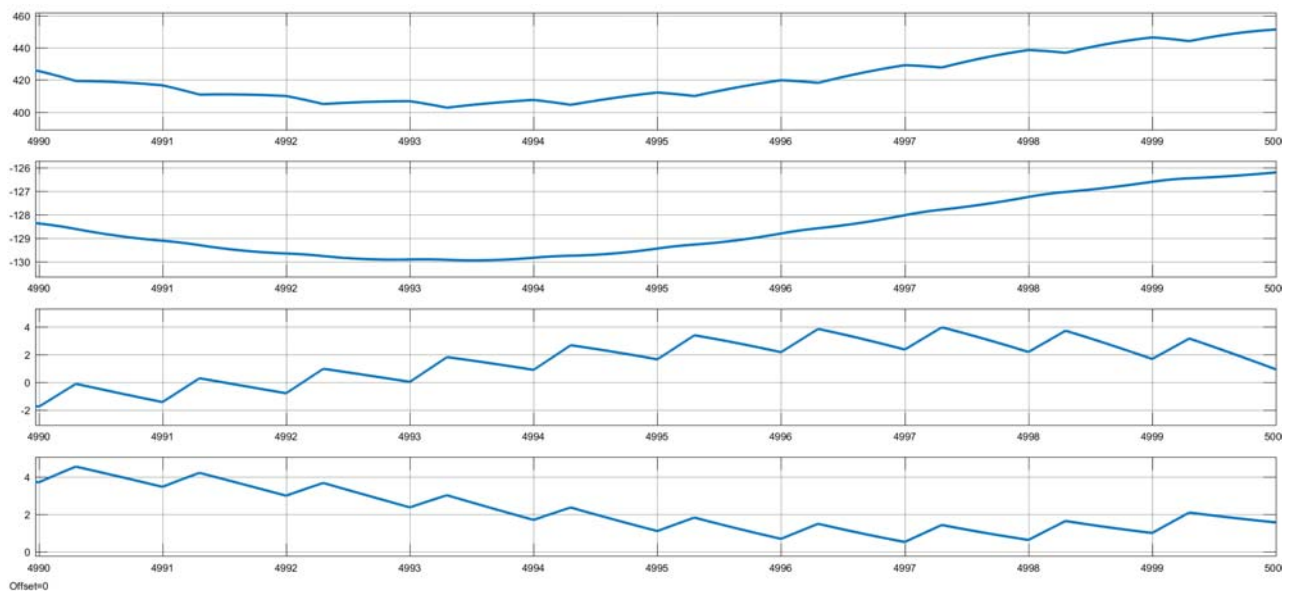


Рис. 3

2. Сутність макромоделювання процесів в перетворювачі полягає у використанні різнице-вих рівнянь для періодів електромагнітного процесу. Будемо виходити з того, що на інтервалах незмінності стану ключових елементів перетворювача заступні схеми є лінійними і описуються системами лінійних диференціальних рівнянь. Це в свою чергу обумовлює лінійні залежності між значеннями величин змінних стану на межах періодів. Будемо використовувати надалі такі позначення змінних стану: напруга на буферному конденсаторі $v_{C1}=x_1$; напруга на накопичувальному конденсаторі $v_{C2}=x_2$; струм у вхідному індукторі $i_{L1}=x_3$; струм у вихідному індукторі $i_{L2}=x_4$. Тоді для сусідніх k -

ї та $(k+1)$ -ї меж періодів можна скласти наступні різниці рівняння:

$$\begin{aligned}x_1^{k+1} &= a_{11}x_1^k + a_{12}x_2^k + a_{13}x_3^k + a_{14}x_4^k + b_1E; \\x_2^{k+1} &= a_{21}x_1^k + a_{22}x_2^k + a_{23}x_3^k + a_{24}x_4^k + b_2E; \\x_3^{k+1} &= a_{31}x_1^k + a_{32}x_2^k + a_{33}x_3^k + a_{34}x_4^k + b_3E; \\x_4^{k+1} &= a_{41}x_1^k + a_{42}x_2^k + a_{43}x_3^k + a_{44}x_4^k + b_4E.\end{aligned}\tag{1}$$

В цих рівняннях верхні індекси означають номери сусідніх меж, на яких фіксуються значення змінних стану інвертора. Задля визначення невідомих коефіцієнтів цих рівнянь достатньо мати інформацію про значення змінних стану на межах декількох початкових періодах пускового перехідного процесу. Кількість періодів, що їх треба розрахувати за допомогою моделі, повинна дорівнювати сумі кількості реактивних елементів і джерел живлення перетворювача. Для перетворювача Кука, що розглядається, приймаючи послідовно $k=0,1,2,3,4$, і використовуючи лише перше рівняння системи (1), отримаємо наступну систему рівнянь:

$$\begin{aligned}x_1^1 &= a_{11}x_1^0 + a_{12}x_2^0 + a_{13}x_3^0 + a_{14}x_4^0 + b_1E; \\x_1^2 &= a_{11}x_1^1 + a_{12}x_2^1 + a_{13}x_3^1 + a_{14}x_4^1 + b_1E; \\x_1^3 &= a_{11}x_1^2 + a_{12}x_2^2 + a_{13}x_3^2 + a_{14}x_4^2 + b_1E; \\x_1^4 &= a_{11}x_1^3 + a_{12}x_2^3 + a_{13}x_3^3 + a_{14}x_4^3 + b_1E; \\x_1^5 &= a_{11}x_1^4 + a_{12}x_2^4 + a_{13}x_3^4 + a_{14}x_4^4 + b_1E.\end{aligned}\tag{2}$$

Вважаючи коефіцієнти a_1, a_2, a_3, a_4, b_1 за невідомі величини, перепишемо систему рівнянь (2) в наступному матричному вигляді:

$$\begin{bmatrix}x_1^0 & x_2^0 & x_3^0 & x_4^0 & E \\x_1^1 & x_2^1 & x_3^1 & x_4^1 & E \\x_1^2 & x_2^2 & x_3^2 & x_4^2 & E \\x_1^3 & x_2^3 & x_3^3 & x_4^3 & E \\x_1^4 & x_2^4 & x_3^4 & x_4^4 & E\end{bmatrix} \times \begin{bmatrix}a_{11} \\a_{12} \\a_{13} \\a_{14} \\b_1\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}x_1^1 \\x_1^2 \\x_1^3 \\x_1^4 \\x_1^5\end{bmatrix}.\tag{3}$$

Задля розв'язання отриманої системи лінійних алгебраїчних рівнянь можна скористуватися методом оберненої матриці і тоді розв'язання відносно невідомих коефіцієнтів можна записати у вигляді

$$\begin{bmatrix}a_{11} \\a_{12} \\a_{13} \\a_{14} \\b_1\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}x_1^0 & x_2^0 & x_3^0 & x_4^0 & E \\x_1^1 & x_2^1 & x_3^1 & x_4^1 & E \\x_1^2 & x_2^2 & x_3^2 & x_4^2 & E \\x_1^3 & x_2^3 & x_3^3 & x_4^3 & E \\x_1^4 & x_2^4 & x_3^4 & x_4^4 & E\end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix}x_1^1 \\x_1^2 \\x_1^3 \\x_1^4 \\x_1^5\end{bmatrix}.\tag{4}$$

Аналогічним чином знаходяться коефіцієнти інших рівнянь системи (1). Варто зазначити, що при цьому обернена квадратна матриця не змінюється, а змін набувають лише значення елементів матриць-стовпців в лівій і правій частинах останнього матричного співвідношення.

Після визначення коефіцієнтів система рівнянь (1) може бути записана в розгорнутому матричному вигляді

$$\begin{bmatrix} x_1^{k+1} \\ x_2^{k+1} \\ x_3^{k+1} \\ x_4^{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x_1^k \\ x_2^k \\ x_3^k \\ x_4^k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} \times E. \quad (5)$$

В скороченому матричному вигляді остання система записується наступним чином:

$$X^{k+1} = AX^k + BE. \quad (6)$$

Це матричне рекурентне рівняння дає змогу, визначивши вектор X^0 початкових значень змінних стану, обчислювати наступні значення змінних стану на межах періодів аж до досягнення усталеного режиму, коли ці значення на сусідніх межах будуть повторюватися в межах допустимої помилки. Вочевидь, втрати комп'ютерного часу за такого досягнення усталеного режиму будуть на декілька порядків меншими порівняно з інтегруванням диференціальних рівнянь з досить дрібним кроком протягом всього часу виходу моделі перетворювача на усталений режим. За необхідності все ж таки дослідити процес протягом певного модельного часу достатньо скористатися значеннями змінних стану на початку цього періоду.

Прискорити отримання параметрів усталеного режиму можна, якщо вважати, що після нескінченного використання (6) будуть виконані умови: $X^k = X^{k+1} = X^\infty$. Тоді останнє матричне рівняння набуває вигляду

$$X^\infty = AX^\infty + BE. \quad (7)$$

Розв'язуючи це рівняння відносно вектора X^∞ , отримаємо наступний матричний вираз для знаходження значень змінних стану на початку періоду усталеного режиму:

$$X^\infty = (I - A)^{-1} BE. \quad (8)$$

Використання рівняння (8) дає змогу ще в більшій мірі прискорити розрахунок параметрів усталеного режиму перетворювача.

3. Результати чисельного аналізу. За заданих параметрах перетворювача Кука здійснено прогон візуальної моделі (рис. 1) протягом перших п'яти періодів пускового процесу. При цьому за-

Таблиця 1

k	$x_1^k = v_{c1}^k$	$x_2^k = v_{c2}^k$	$x_3^k = i_{L1}^k$	$x_4^k = i_{L2}^k$
0	1.0000	0	0.0030	0.0000
1	30.3223	1.7214	11.9991	-6.7846
2	107.8764	6.4820	21.9666	-12.1441
3	220.5765	13.1968	28.3311	-14.8491
4	349.3397	20.2971	30.1443	-14.1370
5	472.4102	26.0073	27.2480	-9.8464

безпечно фіксацію значень змінних стану на межах періодів із записом їх у робочий простір MATLAB. Отримані таким чином результати скопійовані із робочого простору і представлені в табл. 1.

Тепер задля знаходження коефіцієнтів першого рівняння системи (1) використовуємо матричне співвідношення (4), в якому підставляємо конкретні чисельні величини змінних стану перетво-

рювача на межах періодів, запозичені безпосередньо з таблиці

$$\begin{bmatrix} a_{11} \\ a_{12} \\ a_{13} \\ a_{14} \\ b_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.0000 & 0 & 0 & 0 & 300 \\ 30.3223 & 1.7214 & 11.9991 & -6.7846 & 300 \\ 107.8764 & 6.4820 & 21.9666 & -12.1441 & 300 \\ 220.5765 & 13.1968 & 28.3311 & -14.8491 & 300 \\ 349.3397 & 26.0073 & 30.1443 & -14.1370 & 300 \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} 30.3223 \\ 107.8764 \\ 220.5765 \\ 349.3397 \\ 472.4102 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.9183 \\ -0.0596 \\ 3.4410 \\ -1.3930 \\ 0.0980 \end{bmatrix}.$$

Подібним же способом вираховуються всі коефіцієнти рівнянь системи (1). З урахуванням цих обчислювань матричний вираз (8) набуває вигляду

$$\begin{bmatrix} v_{C1}^\infty \\ v_{C2}^\infty \\ i_{L1}^\infty \\ i_{L2}^\infty \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0.9183 & -0.0596 & 3.4410 & -1.3930 \\ -0.0070 & 0.9818 & -0.0033 & -0.4889 \\ -0.0349 & -0.0224 & 0.9497 & 0.0534 \\ 0.0258 & 0.0328 & 0.0285 & 0.9602 \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} 0.0980 \\ 0.0058 \\ 0.0401 \\ -0.0227 \end{bmatrix} \times 300.$$

Розраховані за останнім виразом значення змінних стану на початку кожного періода усталеного режиму наступні: $v_{C1}^{\infty}=429.5983$ В; $v_{C2}^{\infty}=-128.0146$ В; $i_{L1}^{\infty}=0.2927$ А; $i_{L2}^{\infty}=2.1130$ А.

Знайдені значення змінних стану надалі використано як початкові значення напруг на конденсаторах і струмів індукторів. У такому випадку в моделі перетворювача Кука одразу ж встановлюється і реєструється усталений режим. Свідченням цього слугують часові діаграми, наведені на наступних рисунках.

На рис. 4 показано часові діаграми напруги на конденсаторах та струми індуктивностей протягом перших п'яти періодів пускового процесу. На рис. 5 наведено відповідні діаграми, отримані в результаті виходу моделі перетворювача Кука на усталений режим шляхом прогону 50000 періодів, коли перехідний процес дійсно вгамовується. Зауважимо, що такий розрахунок підтвердив встановлення періодичного процесу і мусив бути здійснений, оскільки в моделі взаємно пов'язаних індукторів в SimPowerSystem, на жаль, виключена можливість задання початкових значень струмів індуктивностей. Збіг результатів аналізу усталеного режиму методом макромодельовання з методом встановлення можна спостерігати у табл. 2.

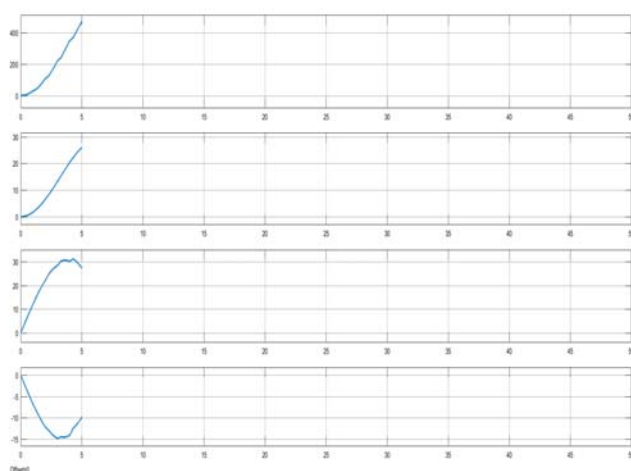


Рис. 4

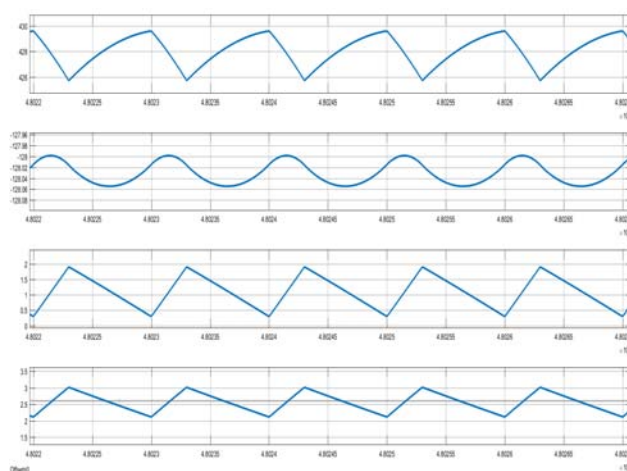


Рис. 5

Таблиця 2

k	v_{C1}^k	v_{C2}^k	i_{L1}^k	i_{L2}^k
45808	429,598024484876	-128,014651613828	0,292577693305174	2,11296964913130
45809	429,598024708402	-128,014651589804	0,292577709039024	2,11296963552640
45810	429,598024985330	-128,014651561192	0,292577714909445	2,11296962946663
45811	429,598025266578	-128,014651532108	0,292577709847551	2,11296963189890
45812	429,598025502314	-128,014651506705	0,292577694695503	2,11296964230048

В табл. 2 розміщені результати розрахунків п'ятих періодів усталеного режиму перетворювача, що представлені величинами змінних стану на межах k -тих періодів роботи перетворювача. Як видно, чисельні значення змінюються від періода до періода лише в 5-7 значущих цифрах отриманих результатів, що свідчить про високу ефективність і точність запропонованого методу.

Висновки. Запропоновано метод макромодельовання задля визначення параметрів усталеного режиму перетворювача Кука на основі використання візуальних моделей перетворювача і переходу до різницевої рівнянь, що зв'язують між собою величини змінних стану на межах періодів. Метод надав можливості уникнути необхідності прогону моделі протягом тисяч періодів перехідного процесу до встановлення усталеного режиму, що суттєво скорочує витрати комп'ютерного часу для проведення дослідження. Задля реалізації методу достатньо обчислити декілька періодів перехідного процесу, що дає змогу за допомогою стандартних матричних функцій знайти коефіцієнти рекурентних співвідношень. Використання цих співвідношень дає можливість прогону процесу без інтегрування диференціальних рівнянь за методом змінних стану протягом кожного періода, а також одразу знайти значення змінних стану на початку періода усталеного режиму. Проведені чисельні розрахунки за

допомогою запропонованого методу макромодельовання продемонстрували високу ефективність і точність результатів.

1. Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P. Power Electronics: Converters, Applications, and Design. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2002. 823 p.
2. Erickson R.W., Maximovich D. Fundamentals of Power Electronics. Second Edition. Springer, 2001. 904 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/b100747>.
3. Миддлбрук Р.Д. Малосигнальное моделирование ключевых преобразователей мощности с широтно-импульсным регулированием. *ТИИЭР*. 1988. Т. 76. № 4. С. 46–59. DOI: <https://doi.org/10.1109/5.4421>.
4. Ben-Yaakov S., Adar D. Average models as tools for studying the dynamics of switch mode dc-dc converters. *Proc. of Power Electronics Specialist Conference (PESC-94)*, Taipei, Taiwan, 20-25 June 1994. Vol. 2. Pp. 1369–1376. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.1994.373862>.
5. Vorperian V. Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch: Part I and II. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 1990. Vol. 26. Issue 3. Pp. 490–496. DOI: <https://doi.org/10.1109/7.106126>.
6. Руденко Ю.В. Аналіз процесів у перетворювачі Кука з ізолюючою структурою з використанням метода усереднення. *Технічна електродинаміка*. 2022. № 6. С. 13–18. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.06.013>.
7. Руденко Ю.В. Дослідження перетворювача Кука з магнітопов'язаними індукторами методом усереднення. *Технічна електродинаміка*. 2025. № 2. С. 19–29. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2025.02.019>.
8. Жуйков В.Я., Денисюк С.П., Мельничук Г.В. Моделирование систем с перетворювачами електроенергії з циклічно-змінюваними параметрами. Київ: Наш формат, 2018. 165 с.
9. Rajagopalan V. Computer-Aided Analysis of Power Electronic Systems. New York: Marcel Dekker, Inc., 1987. 170 p.
10. Ягуп В.Г. Автоматизированный расчет тиристорных схем. Харьков: Издательство Вища школа при ХГУ, 1986. 160 с.
11. Ягуп В.Г., Ягуп К.В. Прискорення виходу на усталений режим при моделюванні напівпровідникових перетворювачів. *Електротехніка і електромеханіка*. 2023. № 3. С. 47–51. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.07>.
12. Бахвалов Н.С. Численные методы. М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2008. 636 с.
13. Moskovko A., Vityaz O. Periodic steady-state analysis of relaxation oscillators using discrete singular convolution method. *Proc. of 37th Int. Conf. on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, Ukraine, 18-20 April 2017. Pp. 506–510. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO.2017.7939803>.
14. Вербицкий Е.В., Ромашко В.Я. Применение разностных уравнений в системах упреждающего управления преобразователями постоянного тока. *Електроніка і зв'язок*. 2012. № 2. С. 23–27. DOI: <https://doi.org/10.20535/2312-1807.2012.17.2.220024>.
15. Cheng X., Chen Y., Chen X., Zhang B., Qiu D. An extended analytical approach for obtaining the steady-state periodic solutions of SPWM single-phase inverters. *Proc. of 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Cincinnati, OH, USA, 01-05 October 2017. Pp. 1311–1316. DOI: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2017.8095941>.

DETERMINATION OF THE STEADY MODE OF A COOK CONVERTER WITH MAGNETICALLY COUPLED INDUCTIVE ELEMENTS USING THE METHOD OF COMPUTER MACROSIMULATION

V.G. Yagup¹, K.V. Yagup²

¹ Kharkiv National Automobile and Highway University,
25, Yaroslav Mudryi str., 61002, Kharkiv, Ukraine,
e-mail: yagup.walery@gmail.com.

² National Technical University “Kharkiv Polytechnic Institute”,
2, Kyrpychova str., 61002, Kharkiv, Ukraine.

The article is devoted to solving the problem of reducing the cost of computer time for determining the steady state of a Cook converter with magnetically coupled inductors. A transition to macromodeling of processes is proposed, which implies the use of recurrent difference equations for the values of state variables at the boundaries of periods. It is shown that to calculate the parameters of the macromodel, it is sufficient to obtain information about several periods of the transient process of starting the Cook converter, after which the parameters of the macromodel and the steady state are determined using standard matrix operations. The proposed macromodeling method allows you to significantly reduce the cost of computer time and obtain results with high accuracy. References 15, figures 5, table 2.

Keywords: Cook converter, magnetically coupled inductors, state variables, difference equations, steady state, visual model.

1. Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P. Power Electronics: Converters, Applications, and Design. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2002. 823 p.
2. Erickson R.W., Maximovich D. Fundamentals of Power Electronics. Second Edition. Springer, 2001. 904 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/b100747>.
3. Middlebrook R.D. Small-signal modeling of key power converters with pulse-width regulation. *TIIEE*. 1988. Vol. 76. No 4. Pp. 46–59. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.1109/5.4421>.
4. Ben-Yaakov S., Adar D. Average models as tools for studying the dynamics of switch mode DC-DC converters. *Proc. of Power Electronics Specialist Conference (PESC-94)*, Taipei, Taiwan, 20-25 June 1994. Vol. 2. Pp. 1369–1376. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.1994.373862>.
5. Vorperian V. Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch: Part I and II. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 1990. Vol. 26. Issue 3. Pp. 490–496. DOI: <https://doi.org/10.1109/7.106126>.
6. Rudenko Yu.V. Analysis of processes in a Kuck converter with an insulating structure using the averaging method. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 6. Pp. 13–18. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.06.013>. (Ukr)
7. Rudenko Yu.V. Investigation of a Cuck converter with magnetically coupled inductors using the averaging method. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2025. No 2. Pp. 19–29. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2025.02.019>. (Ukr)
8. Zhuikov V.Ya., Denisyuk S.P., Melnychuk G.V. Modeling of systems with electricity converters with cyclically varying parameters. Kyiv: Nash format, 2018. 165 p. (Ukr)
9. Rajagopalan V. Computer-Aided Analysis of Power Electronic Systems. New York: Marcel Dekker, Inc., 1987. 170 p.
10. Yagup V.G. Automated calculation of thyristor circuits. Kharkov: Izdatelstvo Vishcha shkola pri Kharkivskom Gosudarstvennom Universitete, 1986. 160 p. (Rus)
11. Yagup V.G., Yagup K.V. Acceleration of steady-state recovery when modeling semiconductor converters. *Elektrotehnika i elektromekhanika*. 2023. No 3. Pp. 47–51. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.07>. (Ukr)
12. Bakhvalov N.S. Numerical methods. Moskva: BINOM. Laboratoriia znani, 2008. 636 p. (Rus)
13. Moskovko A., Vityaz O. Periodic steady-state analysis of relaxation oscillators using discrete singular convolution method. *Proc. of 37th Int. Conf. on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, Ukraine, 18-20 April 2017. Pp. 506–510. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO.2017.7939803>.
14. Verbytsky E.V., Romashko V.Ya. Application of difference equations in systems of proactive control of DC converters. *Elektronika i zviazok*. 2012. No 2. Pp. 23–27. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.20535/2312-1807.2012.17.2.220024>.
15. Cheng X., Chen Y., Chen X., Zhang B., Qiu D. An extended analytical approach for obtaining the steady-state periodic solutions of SPWM single-phase inverters. *Proc. of 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Cincinnati, OH, USA, 01-05 October 2017. Pp. 1311–1316. DOI: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2017.8095941>.

Надійшла 23.06.2025
Остаточний варіант 16.07.2025