

АНАЛІЗ ПРОЦЕСІВ У ПЕРЕТВОРЮВАЧІ КУКА З ІЗОЛЮЮЧОЮ СТРУКТУРОЮ
З ВИКОРИСТАННЯМ МЕТОДА УСЕРЕДНЕННЯ

Ю.В. Руденко*, докт. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.

E-mail: rudenko@ied.org.ua

Досліджено процеси у перетворювачі Кука з ізолюючим трансформатором за допомогою метода усереднення на основі теорем Лагранжа в режимі безперервних струмів та напруг у накопичувальних реактивних елементах. Розроблено математичну модель пристрою в базисі відносних змінних. На основі розробленої моделі отримано аналітичні співвідношення для розрахунку пульсацій струму у вхідному та вихідному дроселі, а також напруги у накопичувальних конденсаторах. Розроблено аналітичні залежності для визначення максимальних значень струмів та напруг у перемикаючих елементах перетворювача у всьому діапазоні комутації, що дає змогу обґрунтовано обирати ці елементи пристрою з допустимими параметрами на етапі його проектування. Показано, що нехтування величиною індуктивності розсіювання ізолюючого трансформатора у перетворювачі Кука під час користування виразами на основі розробленої математичної моделі в певних межах коефіцієнта трансформації значно спрощує їхній аналітичний вигляд та використання і не призводить до значних (більше 4 %) відхилень в точності розрахунку. Бібл. 10, рис. 3.

Ключові слова: методи розрахунку напівпровідникових перетворювачів, метод усереднення в просторі станів, перетворювач постійної напруги, перетворювач Кука з ізолюючим трансформатором.

Перетворювач Кука є одним із найпоширеніших однотактних перетворювачів постійної напруги, що широко використовується в системах живлення електротехнічного обладнання завдяки можливості значного зменшення пульсацій вхідного і вихідного струмів [1-4]. Включення в його структуру ізолюючого трансформатора дає можливість вирішення нових завдань, а саме – полегшення узгодження рівнів вхідної та вихідної напруги за їхньої великої розбіжності, оптимізації встановлених потужностей елементів перетворювача, реалізації структури перетворювача з декількома гальванічно ізольованими вихідними напругами. Проте, незважаючи на існування великої кількості досліджень напівпровідникових перетворювачів, та зокрема перетворювачів Кука з ізолюючим трансформатором [1-3, 5-7], їхній розрахунок за існуючими результатами вимагає застосування трудомістких проміжних перетворень. Значному спрощенню розрахунку перетворювача Кука з ізолюючим трансформатором сприяє метод усереднення в просторі станів на основі теорем Лагранжа [8-10]. У зв'язку з цим метою даної роботи є розробка за допомогою вказаного методу зручних аналітичних виразів для розрахунку основних параметрів даного перетворювача, включаючи розрахунок границь режимів безперервності струмів і напруг в реактивних елементах та визначення максимальних струмів і напруг на перемикаючих елементах, що є відсутнім у відомих на даний час роботах із даної тематики.

Розглянемо структуру ізолюючого перетворювача Кука, схему якого зображено на рис. 1. В схемі позначено силові перемикаючі елементи $VT1$, $VD1$, вхідний і вихідний дроселі $L1$, $L2$ накопичувальні конденсатори $C1$, $C2$, вихідний конденсатор $C3$, ізолюючий трансформатор $TV1$.

Аналіз процесів в перетворювачі розглянемо у режимі безперервних струмів та напруг у реактивних елементах. Прийнемо наступні припущення. Силові перемикаючі елементи перетворювача є ідеальними ключами з нульовими опорами у відкритому стані, час їхнього перемикання дорівнює нулю. Активні опори обмоток дроселів та трансформатора дорівнюють нулю. В схемі заміщення трансформатора $TV1$ прийнемо, що вся сумарна паразитна індуктивність розсіювання обмоток визначається її величиною по первинній стороні. Задля ефективної роботи

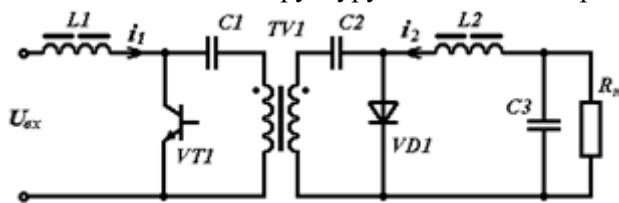


Рис. 1

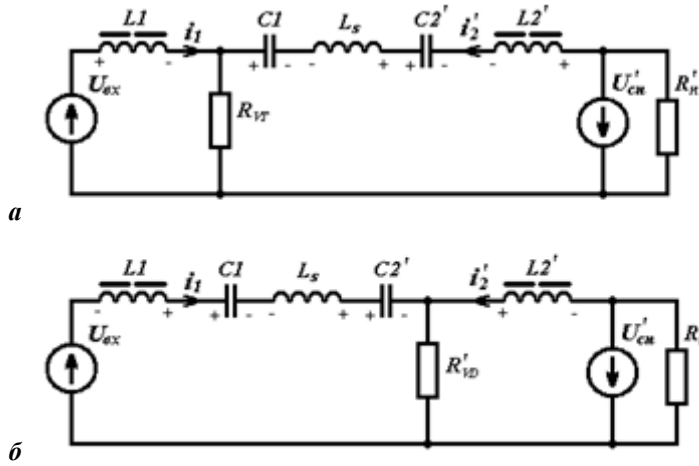


Рис. 2

стану. Перший інтервал – відкритий стан транзистора $VT1$ і закритий стан діода $VD1$, що відповідає тривалості імпульсу керування транзистором T_i ; другий – закритий стан транзистора $VT1$ і відкритий стан діода $VD1$. Вказаним інтервалам роботи перетворювача відповідають еквівалентні схеми заміщення, які зображено на рис. 2. На рис. 2, а представлено схему заміщення за відкритого транзистора, який еквівалентовано резистором R_{VT} з нульовим опором. На рис. 2, б – схема заміщення за відкритого діода, який еквівалентовано резистором R'_{VD} з нульовим опором. Як показано у роботі [9], задля спрощення розрахунків процесів доцільною є заміна конденсатора в контурі навантаження схеми заміщення перетворювача джерелом постійної ЕРС, що відповідає реалізації припущення про нехтування пульсаціями та приростами напруги на ньому на інтервалах комутації в разі достатньо великих значень ємності цього конденсатора. Тому в контурі навантаження схем заміщення перетворювача конденсатор $C3$ замінено джерелом постійної ЕРС з величиною напруги $U'_{сн}$. В наведених схемах позначено параметри, які належать до первинної та вторинної сторони трансформатора, причому величини параметрів вторинної сторони є приведеними до первинної сторони з урахуванням коефіцієнта трансформації K_{TP} реального трансформатора: $L2' = L2K_{TP}^2$, $R'_n = R_n K_{TP}^2$, $i'_2 = i_2 / K_{TP}$, $U'_{сн} = U_{сн} K_{TP}$, $C2' = C2 / K_{TP}^2$.

На інтервалі відкритого транзистора і закритого діода тривалістю T_i маємо

$$L1 \frac{di_1}{dt} = U_{вх}; \quad C3 \frac{du_{c3}}{dt} = i'_2; \quad L2' \frac{di_2}{dt} + L_s \frac{di_1}{dt} = u_{c3} - U'_{сн}. \text{ На інтервалі закритого транзистора і відкритого}$$

діода тривалістю $T - T_i$ запишемо: $L1 \frac{di_1}{dt} + L_s \frac{di_1}{dt} = u_{c3} - U_{вх}; \quad C3 \frac{du_{c3}}{dt} = i_1; \quad L2' \frac{di_2}{dt} = U'_{сн}$, де u_{c3} –

сумарна напруга на послідовно з'єднаних конденсаторах $C1, C2'$, які замінено загальним конденсатором $C3 = C1C2' / (C1 + C2')$.

Перейдемо до системи алгебраїчних рівнянь з усередненими змінними відносно струмів i_1, i_2 , напруги u_{c3} , враховуючи знак приросту функцій змінних станів на інтервалах комутації перетворювача і використовуючи метод усереднення в просторі станів на основі теорем Лагранжа [9]

$$L1 \frac{\Delta I_1}{T_i} = U_{вх}; \quad C3 \frac{\Delta U_{c3}}{T_i} = I'_{нсп}; \quad L1 \frac{\Delta I_1}{T - T_i} + L_s \frac{\Delta I_1}{T - T_i} = U'_{с3} - U_{вх};$$

$$L1 \frac{\Delta I_1}{T - T_i} + L_s \frac{\Delta I_1}{T - T_i} = U'_{с3} - U_{вх}; \quad C3 \frac{\Delta U_{c3}}{T - T_i} = I_{1cp}; \quad L2' \frac{\Delta I_2}{T - T_i} = U'_{сн},$$

де $\Delta I_1, \Delta I_2, \Delta U_{c3}$ – прирости відповідних функцій змінних станів на інтервалах комутації перетворювача; U_{c3} – середнє значення напруги на конденсаторі $C3$ за період комутації; I_{1cp} – середнє значення струму дроселя $L1, I_{нсп}$ – середнє значення струму навантаження, що дорівнює середньому струму I_{2cp} дроселя $L2$ за період комутації.

ізолюючого трансформатора його струм намагнічування має бути значно меншим за струм навантаження, що зазвичай виконується в грамотно спроектованих трансформаторах з високим ККД і дає змогу нехтування струмом намагнічування [1]. Такі припущення дозволяють відобразити схему заміщення трансформатора лише одним поздовжнім паразитним елементом – індуктивністю розсіювання.

За наявності режиму безперервних струмів та напруг у реактивних елементах періодичний усталений процес в перетворювачі з періодом комутації T містить в собі два інтервали

Отримана система з шістьох алгебраїчних рівнянь за інших заданих параметрах має шість невідомих незалежних змінних ΔI_1 , ΔI_2 , ΔU_{c3} , I_{1cp} , I'_{ncp} , U_{c3cp} з урахуванням, що $U'_{cn} = I'_{ncp} R'_n$. Тому дана система є повною та має єдиний розв'язок.

Задля подальшого аналізу перетворимо отримані алгебраїчні рівняння в систему з відносними змінними. Перепишемо всі члени цих рівнянь відносно вихідної напруги U'_{cn} та відносно середнього вихідного струму I'_{ncp} у рівняннях. Введемо також наступні позначення: $\gamma = T_i/T$ – відносна тривалість інтервалу відкритого стану транзистора; $\tau_1^* = L1/R_n T$ – відносна постійна часу контуру з елементами $L1$ і R_n ; $\tau_2^* = L2/R_n T$ – відносна постійна часу контуру з елементами $L2$ і R_n ; $\tau_s^* = L_s/R_n T$ – відносна постійна часу контуру з елементами L_s і R_n ; $\tau_c^* = C_3 R_n / T$ – відносна постійна часу контуру з елементами C_3 і R_n . Позначимо також відносні змінні: $\Delta I_1^* = \Delta I_1 / I'_{ncp}$, $\Delta I_2^* = \Delta I_2 / I'_{ncp}$, $\Delta U_{c3}^* = \Delta U_{c3} / U'_{cn}$, $I_{1cp}^* = I_{1cp} / I'_{ncp}$, $U_{c3cp}^* = U_{c3cp} / U'_{cn}$, $U_{II}^* = U_{ex} / U'_{cn}$. Введені позначення дають можливість записати систему в базисі відносних змінних

$$\begin{aligned} \tau_1^* \frac{\Delta I_1^*}{\gamma} = U_{II}^*; \quad \tau_c^* \frac{K_{TP} \Delta U_{c3}^*}{\gamma} = 1; \quad (\tau_2^* + \tau_s^* / K_{TP}^2) \frac{\Delta I_2^*}{\gamma} = U_{c3cp}^* / K_{TP} - 1; \\ (\tau_2^* + \tau_s^*) \frac{\Delta I_1^*}{1 - \gamma} = U_{c3cp}^* - U_{II}^*; \quad \tau_c^* \frac{\Delta U_{c3}^*}{1 - \gamma} = I_{1cp}^*; \quad \tau_2^* \frac{\Delta I_2^*}{1 - \gamma} = 1. \end{aligned} \quad (1)$$

Отримана система рівнянь (1) є математичною моделлю перетворювача Кука з ізолюючим трансформатором в режимі безперервних струмів та напруги у реактивних елементах, що відображає взаємозалежність параметрів у просторі відносних змінних. Ця модель дає змогу розраховувати середні та пульсаційні складові процесів з кусочно-лінійним характером функцій змінних станів у даному перетворювачі, визначати його регульовальні та навантажувальні характеристики, розраховувати параметри струмів і напруг в перемикаючих елементах, а також граничні параметри існування режиму безперервних струмів й напруг в реактивних елементах. Для реалізації вказаних розрахунків необхідним є розв'язання отриманої системи алгебраїчних рівнянь відносно незалежних змінних. Розв'язком цієї системи є наступні вирази:

$$\begin{aligned} \Delta I_1^* = \frac{\Delta I_1}{I'_{ncp}} = \frac{K_{TP}(1-\gamma)}{\tau_1^*} \cdot \frac{A(1-\gamma) + \gamma}{B\gamma + 1 - \gamma}; \quad \Delta I_2^* = \frac{\Delta I_2}{I'_{ncp}} = \frac{1-\gamma}{\tau_2^*}; \quad \Delta U_{c3}^* = \frac{\Delta U_{c3}}{U'_{cn}} = \frac{\gamma}{\tau_c^* K_{TP}}; \\ U_{c3cp}^* = \frac{U_{c3cp}}{U'_{cn}} = \left(A \frac{1-\gamma}{\gamma} + 1 \right) K_{TP}; \quad I_{1cp}^* = \frac{I_{1cp}}{I'_{ncp}} = \frac{\gamma}{K_{TP}(1-\gamma)}; \quad U_{II}^* = \frac{U_{ex}}{U'_{cn}} = \frac{K_{TP}(1-\gamma)}{\gamma} \frac{A(1-\gamma) + \gamma}{B\gamma + 1 - \gamma}, \end{aligned} \quad (2)$$

де $A = 1 + \tau_s^* / (\tau_2^* K_{TP}^2)$, $B = 1 + \tau_s^* / \tau_1^*$.

Вирази (2) доповнимо формулами для розрахунку середніх та пульсаційних значень напруг на конденсаторах $C1$ та $C2'$, які на кожному з двох послідовно з'єднаних конденсаторах $C1$ та $C2'$ схеми заміщення визначаються наступним чином:

$$U_{c1cp} = U_{c3cp} - U'_{c2cp}, \quad U'_{c2cp} = U_{c3cp} \rho, \quad \text{де } \rho = C1 / (C1 + C2').$$

Перепишучи дані вирази у відносних одиницях з урахуванням (2), отримаємо

$$U_{c1cp}^* = U_{c1cp} / U'_{cn} = \left(A(1-\gamma)\gamma^{-1} + 1 \right) K_{TP} (1-\rho), \quad U'_{c2cp} = U_{c2cp} / U'_{cn} = \left(A(1-\gamma)\gamma^{-1} + 1 \right) \rho. \quad (3)$$

Пульсаційні значення напруг на конденсаторах $C1$ та $C2'$ схеми заміщення визначаються приростами напруги на інтервалах комутації перетворювача: $\Delta U_{c1} = I'_{ncp} T_i / C1$, $\Delta U_{c2} = I'_{ncp} T_i / C2'$, звідки отримаємо у відносних змінних

$$\Delta U_{c1}^* = \frac{\Delta U_{c1}}{U'_{cn}} = \frac{\gamma}{K_{TP} \tau_{c1}^*}, \quad \Delta U_{c2}^* = \frac{\Delta U_{c2}}{U'_{cn}} = \frac{\gamma}{\tau_{c2}^*}, \quad \text{де } \tau_{c1}^* = C1 R_n / T, \quad \tau_{c2}^* = C2 R_n / T. \quad (4)$$

Під час аналізу процесів за допомогою розробленої математичної моделі перетворювача важливим фактором є визначення границі області безперервних режимів струмів та напруг в реактивних елементах, в межах якої отримані вирази (2) – (4) є актуальними.

Задля цього розглянемо граничні режими, коли середні значення струмів та напруг в даних елементах дорівнюють половині їхньої величини приросту (пульсації) на інтервалі комутації.

Для струму дроселя $L1$ граничний режим визначається виразом $I_{1cp} = \Delta I_1 / 2$. Підставляючи в даний вираз значення з формул (2), отримуємо умову для визначення граничного режиму, припускаючи нехтування величиною індуктивності розсіювання L_s та прирівнюючи її до нуля

$$\tau_{1cp}^* = \frac{K_{TP}^2 (1-\gamma)^2}{2\gamma}. \quad (5)$$

Граничний режим струму дроселя $L2$ визначається таким чином $I_{ncp} = \Delta I_2 / 2$. Тому, з урахуванням формул (2), запишемо умову для розрахунку граничного режиму

$$\tau_{2cp}^* = \frac{1-\gamma}{2}. \quad (6)$$

Знайдемо граничні умови безперервності напруги на конденсаторах $C1$ та $C2$, виходячи з залежностей $U_{c1cp} = \Delta U_{c1} / 2$, $U_{c2cp} = \Delta U_{c2} / 2$. Підставляючи в дані залежності формули з (3), (4), отримаємо

$$\tau_{c1cp}^* = \frac{\gamma^2}{2(1-\rho)K_{TP}^2}, \quad \tau_{c2cp}^* = \frac{\gamma^2}{2\rho}. \quad (7)$$

Важливою характеристикою процесів в перетворювачі є величина коефіцієнта пульсацій струму в дроселях $L1, L2$, яку визначимо відповідним чином:

$$K_{П1} = \frac{\Delta I_1}{I_{1cp}}, \quad K_{П2} = \frac{\Delta I_2}{I_{ncp}}.$$

Використовуючи формули (2) для вище приведених виразів, отримаємо

$$K_{П1} = \frac{(1-\gamma)^2 K_{TP}^2}{\tau_1^* \gamma} \cdot \frac{A(1-\gamma) + \gamma}{B\gamma + 1 - \gamma}, \quad K_{П2} = \frac{1-\gamma}{\tau_2^*}. \quad (8)$$

На етапі проектування та розрахунку перетворювача необхідним кроком є вибір перемикаючих елементів, максимально допустимі параметри яких задовольняли би максимальним струмам у відповідних гілках перетворювача та максимальним напругам між його відповідними вузлами. Тому розглянемо вирази, що дають змогу розрахувати вказані максимальні параметри у колах перетворювача.

Згідно еквівалентних схем заміщення перетворювача, в усталеному режимі миттєві значення струмів через перемикаючі елементи дорівнюють сумі миттєвих струмів i_1 та i_2' на обох інтервалах комутації. Таким чином, запишемо формули для визначення максимальних струмів транзистора I_{vtm} та діода I'_{vdm} : $I_{vtm} = I'_{vdm} = I_{1cp} + \Delta I_1 / 2 + I'_{ncp} + \Delta I_2' / 2$.

Переходячи від параметрів трансформатора, приведених до первинної сторони, до параметрів з реальним трансформатором з коефіцієнтом трансформації K_{TP} та припускаючи $L_s = 0$, запишемо остаточні вирази для максимальних струмів перемикаючих елементів в базисі відносних змінних

$$I_{vtm}^* = \frac{I_{vtm}}{I_{ncp}} = \frac{1 + \alpha(1-\gamma)^2}{(1-\gamma)K_{TP}}, \quad I'_{vdm} = \frac{I'_{vdm}}{I_{ncp}} = \frac{1 + \alpha(1-\gamma)^2}{1-\gamma}, \quad \text{де } \alpha = \frac{\tau_1^* + \tau_2^* K_{TP}^2}{2\tau_1^* \tau_2^*}. \quad (9)$$

У відповідності до схем заміщення перетворювача, напруги на запертих транзисторі U_{vtm} і діоді U'_{vdm} визначаються напругою u_{c3} на послідовно з'єднаних конденсаторах $C1, C2'$ та напругою на індуктивності розсіювання u_{Ls} на відповідних інтервалах комутації. Запишемо

$$U_{vtm} = U_{c3cp} + \frac{\Delta U_{c3}}{2} - L_s \frac{\Delta I_1}{T - T_i}, \quad U'_{vdm} = U_{c3cp} + \frac{\Delta U_{c3}}{2} - L_s \frac{\Delta I_2}{T_i}.$$

Враховуючи параметри реального трансформатора та нехтуючи індуктивністю розсіювання трансформатора, запишемо вирази для визначення максимальних напруг на перемикаючих елементах перетворювача в базисі відносних змінних

$$U_{vfm}^* = \frac{U_{vfm}}{U_{сн}} = \frac{2\tau_c^* K_{TP}^2 + \gamma^2}{2\gamma\tau_c^* K_{TP}}, \quad U_{vdm}^* = \frac{U_{vdm}}{U_{сн}} = \frac{2\tau_c^* K_{TP}^2 + \gamma^2}{2\gamma\tau_c^* K_{TP}^2}. \quad (10)$$

У разі розрахунків за отриманими формулами (5) та (8)–(10) варто проаналізувати коректність нехтуванням в них величиною індуктивності розсіювання трансформатора. Як показує аналіз, одним з компонентів даних формул, які враховують індуктивність розсіювання, є наступне співвідношення:

$$F = \frac{A(1-\gamma) + \gamma}{B\gamma + 1 - \gamma}.$$

На рис. 3 показано розрахунок значень цього співвідношення в залежності від індуктивності розсіювання в діапазоні 0...100 мкГн за $\tau_1^* = \tau_2^* = 2$, $\tau_c^* = 0,36$, $\gamma_{\min} = 0,1$ та $\gamma_{\max} = 0,9$ з урахуванням змінення коефіцієнта трансформації K_{TP} . Аналіз співвідношення F показує, що за $L_s = 0$ величина функції F дорівнює одиниці, що значно спрощує формули (5) та (8)–(10) без втрати точності розрахунку. Проте, за значних величин індуктивності розсіювання, наприклад, до $L_s = 100$ мкГн, відмінність функції F від одиниці складає певні величини за різних коефіцієнтах трансформації. Якщо за $K_{TP} = 0,5$ максимальне відхилення функції F від одиниці в зоні регулювання за $L_s = 100$ мкГн складає 18%, то у разі збільшення коефіцієнта трансформації від 1 до 10 максимальне відхилення зменшується до 4%. Тобто, навіть за значних величин індуктивності розсіювання до 100 мкГн при $1 < K_{TP} < 10$ нехтування її величиною у вищезгаданих формулах призводить до похибки розрахунку лише до 4%. Цей факт підтверджує допустимість спрощень під час отримання формул (5), (8)–(10) в межах значень $1 < K_{TP} < 10$ шляхом нехтування індуктивністю розсіювання трансформатора з урахуванням незначної похибки розрахунку.

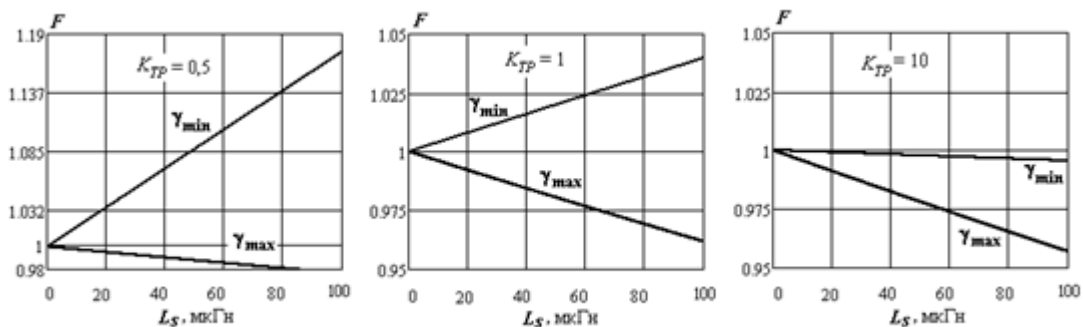


Рис. 3

Важливою перевагою розробленої математичної моделі перетворювача (1) є отримання аналітичного інструменту для розв'язання багатьох задач дослідження параметрів пристрою. Такими задачами є: розрахунок регульовальних, навантажувальних характеристик перетворювача, визначення максимальних, пульсаційних та середніх значень напруг і струмів в його елементах та інші.

Достовірність отриманих результатів розрахунків підтверджено за допомогою імітаційного моделювання процесів у перетворювачі в указаних режимах з використанням пакету PSim. Як приклад розглянуто розрахунок процесів у перетворювачі Кука з ізолюючим трансформатором згідно з отриманими співвідношеннями (13)–(20) за умови наступних параметрів перетворювача: $U_{вх} = 100$ В, $T = 50$ мкс, $L1 = L2 = 2$ мГн, $L_s = 1$ мкГн, $C1 = 10$ мкФ, $C2 = 1$ мкФ, $K_{TP} = 1$, $R_n = 20$ Ом в діапазоні $\gamma = 0,2...0,7$. Розбіжність між результатами імітаційного моделювання та розрахунками згідно розробленої математичної моделі склала не більше 2,5%.

Висновки.

1. Проілюстровано шлях використання методу усереднення в просторі станів на основі теорем Лагранжа для аналізу процесів в перетворювачі Кука з ізолюючим трансформатором з урахуванням його параметрів в режимах безперервного струму у реактивних елементах, який спрощує розрахунок перетворювача завдяки скороченню кількості обчислень.

2. Отримано зручні аналітичні співвідношення для розрахунку постійних та пульсаційних складових процесів, що включають в себе основні параметри ізолюючого трансформатора – індуктивність розсіювання та коефіцієнт трансформації. На їхній основі розроблено вирази для розрахунку границь режимів безперервності струмів та напруг у реактивних елементах, а також максимальних струмів та напруг у перемикаючих елементах перетворювача Кука з ізолюваною структурою. Отримані аналітичні співвідношення дають змогу застосувати методи математичного аналізу кількісних та якісних характеристик процесів, що сприяє підвищенню ефективності розрахунку перетворювача на етапі його проектування.

3. Показано, що нехтування величиною індуктивності розсіювання ізолюючого трансформатора у перетворювачі Кука у разі користування виразами на основі розробленої математичної моделі в певних межах коефіцієнта трансформації значно спрощує їх аналітичний вигляд та використання і не призводить до значних (більше 4 %) відхилень в точності розрахунку.

Роботу виконано за держбюджетною темою "Розвиток теорії та наукове обґрунтування принципів побудови потужних імпульсних напівпровідникових перетворювачів з нелінійним динамічним навантаженням модульної структури" (Джерело-3), державний реєстраційний номер роботи 0119U001289, КПКВК 6541030.

ANALYSIS OF PROCESSES IN A CUK CONVERTER WITH ISOLATED STRUCTURE USING THE AVERAGING METHOD

Yu.V. Rudenko

**Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine. E-mail: rudenko@ied.org.ua**

The processes in the Cook converter with an isoted transformer have been studied using the averaging method based on Lagrange's theorems in the mode of continuous currents and voltages in accumulating reactive elements. A mathematical model of the device based on relative variables is developed. Based on the developed model, analytical relations were obtained for the calculation of current ripple in the input and output chokes, as well as the voltage in the storage capacitors. Analytical dependences have been developed to determine the maximum values of currents and voltages in the switching elements of the converter in the entire switching range, which allows to reasonably select these elements of the device with acceptable parameters at the design stage. It is shown that neglecting the leakage inductance of the isolated transformer in the Cook converter when using expressions based on the developed mathematical model within certain limits of the transformation coefficient greatly simplifies their analytical appearance and use and does not lead to significant (more than 4-5%) deviations in calculation accuracy. References 10, figures 3.

Keywords: calculation methods for semiconductor converters, state-space averaging method, DC voltage converter, Cuk converter with isolated transformer.

1. Erickson R.W., Maximovich D. Fundamentals of Power Electronics. Second Edition. Springer, 2001. 904 p.
2. Artemenko M.E., Zhuikov V.Ya., Yakimenko Yu.I. Matrix-topological synthesis of valve converters. Kyiv: Politehnika, 2001. 224 p. (Rus)
3. Kazimierzczuk M.K. Pulse-width modulated DC-DC power converters. Chichester: John Wiley&Sons, 2008. 782 p.
4. Chen Z. PI and sliding mode control of a Cuk converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2012. Vol. 27. Issue 8. Pp. 3695–3703.
5. Bist V., Singh B. A Unity Power Factor Bridgeless Isolated Cuk Converter-Fed Brushless DC Motor Drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2015. Vol. 62. Issue 7. Pp. 4118-4129.
6. Gangavarapu S., Rathore A.K., Fulwani D.M. Three-Phase Single-Stage-Isolated Cuk-Based PFC Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2019. Vol. 34. Issue 2. Pp. 1798-1808. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2829080>.
7. Anand A., Singh B., Chandra A., Al-Haddad K. Isolated Cuk Converter with Two Symmetrical Output voltages For SRM Drive. *IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*. Montreal, QC, Canada, June 03-07, 2018. Vol. 1. Pp. 1-4. DOI: <https://doi.org/10.1109/WPT.2018.8639257>.
8. Rudenko Yu.V. Mode of averaging of pulse DC converter model. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 3. Pp. 42–48. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.03.042>
9. Rudenko Yu.V., Shcherba A.A. Analysis of multi-interval processes in semiconductor converters. Kyiv: Pro Format, 2020. 352 p. (Ukr)
10. Rudenko Yu. Analysis of DC-DC Converters by Averaging Method based on Lagrange Theorems. *IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. Kharkiv, Ukraine, September 12-17, 2021. Pp. 367–370.

Надійшла 01.06.2022

Остаточний варіант 04.08.2022