

ОСОБЛИВОСТІ РОЗРАХУНКУ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ НА ОСНОВІ УСЕРЕДНЕННЯ В ПРОСТОРІ СТАНІВ

Ю.В. Руденко, докт. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр.Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна
e-mail: rudenko@ied.org.ua

Розглянуто застосування методу усереднення в просторі станів з використанням теорем Лагранжа для розрахунку напівпровідникових перетворювачів постійної напруги у формалізованому матричному вигляді. Отримано аналітичні вирази для розрахунку середніх та пульсаційних складових змінних станів при двоінтервальних процесах в одноконтурних перетворювачах. Для ілюстрації визначено матричні коефіцієнти моделі з усередненими змінними для понижувального перетворювача в режимі безперервних струмів дроселя. Показано переваги розглянутого методу з використанням теорем Лагранжа, які характеризуються щонайменше в шість разів меншою трудомісткістю розрахунків порівняно з традиційними методами на основі розв'язання диференціальних рівнянь (методу припасовування) та можливість розрахунку пульсаційних складових порівняно з класичними методами усереднення. Бібл. 12, рис. 2, табл. 2.

Ключові слова: методи розрахунку та аналізу напівпровідникових перетворювачів, метод усереднення в просторі станів, одноконтурні напівпровідникові перетворювачі.

Керування технологічними процесами за допомогою сучасних джерел живлення електротехнологічного обладнання потребує застосування не тільки новітніх комп'ютерних пристроїв, але й використання в їхньому програмному забезпеченні швидкодіючих алгоритмів обчислень у режимах реального часу на основі ефективних математичних моделей перетворювачів у вказаних джерелах [1]. Тривалість розрахунків математичних моделей у системі керування технологічними процесами має бути мінімізованою для уникнення затримки в керуванні, що призводить до погіршення якості технологічних процесів. Одним з найбільш прийнятних підходів для отримання математичних моделей перетворювачів для вирішення цієї задачі, а також удосконалення процесу аналізу та розрахунку електромагнітних процесів у перетворювачах є процедури усереднення, які забезпечують аналітичне вирішення більшості задач дослідження без необхідності розв'язання вихідних диференціальних рівнянь. Поширеними нині шляхами для розрахунку напівпровідникових перетворювачів постійної напруги є класичні підходи із застосуванням методу усереднення в просторі станів [2-5]. Ці підходи базуються на використанні диференціальних рівнянь, що визначають простір станів перетворювача та описують електромагнітні процеси в ньому на всіх інтервалах незмінності структури. Модель перетворювача з усередненими змінними отримується завдяки використанню середньозважених матриць системи диференціальних рівнянь, у яких вагові коефіцієнти для кожного стану незмінності структури являють собою відносні тривалості цих станів.

Недолік класичних підходів до усереднення в просторі станів полягає в неможливості визначати пульсаційні складові процесів. До того ж вони є прийнятними лише для аналізу та розрахунку за умови, що пульсаційні складові змінних станів перетворювача є незначними порівняно з постійними складовими. У роботах [6, 7] розроблено основи нового методу аналізу та розрахунку на базі усереднення в просторі станів з використанням теорем Лагранжа про середні значення. Такий метод не лише значно скорочує кількість обчислювальних процедур, виключаючи проміжні перетворення, чим підвищує швидкість розрахунків, але й позбавляє його вищезгаданих проблем класичних підходів усереднення. Однак необхідним залишається визначення алгоритму такого методу в узагальненому вигляді для можливості його формалізації при автоматизованих розрахунках.

Метою цієї роботи є розгляд особливостей розрахунку перетворювачів за допомогою запропонованого методу аналізу [6] з використанням матричного вигляду на основі загальних позицій, що дає можливість його застосування в автоматизованих алгоритмах керування напівпровідниковими перетворювачами та спрощує дослідження процесів у них.

Розглянемо систему диференціальних рівнянь, складену відповідно до законів Кірхгофа [8] для відображення процесів у еквівалентних схемах заміщення напівпровідникового перетворювача електроенергії на двох інтервалах постійності структури за період робочої частоти, що характерно для найпростіших однокатних перетворювачів у режимах безперервних струмів дроселя – інтервалах імпульсу та паузи керування. Водночас напівпровідникові елементи перетворювача представимо у вигляді кусково-лінійних моделей [9], що змінюють свій стан миттєво. Вважаємо також, що усталений процес роботи перетворювача є періодичним з частотою комутації T . За один період роботи перетворювач здобуває різні конфігурації відповідно до стану напівпровідникових елементів у режимах імпульсу і паузи.

Запишемо диференціальні рівняння в загальному вигляді для кожного інтервалу постійності структури:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \mathbf{x}(t) = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}(t) ; & nT < t < nT + t_n, \\ \frac{d}{dt} \mathbf{x}(t) = \mathbf{A}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_2 \mathbf{u}(t) ; & nT + t_n < t < (n+1)T, \end{cases} \quad (1)$$

де $\mathbf{x}(t)$ – вектор змінних станів; $\mathbf{u}(t)$ – вектор вхідних функцій; $\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2, \mathbf{B}_1, \mathbf{B}_2$ – матриці коефіцієнтів стану системи й матриці, що зв'язують вхідні сигнали зі змінними стану системи на інтервалах постійності структури; t_n – тривалість першого інтервалу сталості структури на n -му періоді роботи перетворювача в сталому режимі.

Далі відповідно до розробленого методу [6] перейдемо від системи диференціальних рівнянь у вигляді (1) до рівнянь із середніми значеннями на інтервалах постійності структури. Для цього до похідних функцій вектора змінних станів $\mathbf{x}'(t) = \frac{d}{dt} \mathbf{x}(t)$ застосуємо теорему про середні значення (теорему Лагранжа) [10], згідно з якою середнє значення похідної функції \mathbf{x}'_{cp} дорівнює миттєвому значенню похідної цієї функції $\mathbf{x}'(t_{px})$ у деякий момент часу t_{px} :

$$\mathbf{x}'_{cp} = \frac{1}{(t_b - t_a)} \int_{t_a}^{t_b} \mathbf{x}'(t) dt = \frac{\mathbf{x}(t_b) - \mathbf{x}(t_a)}{(t_b - t_a)} = \mathbf{x}'(t_{px}). \quad (2)$$

З теорем Лагранжа про середні значення [10] випливає, що середнє значення функції \mathbf{x}_{cp} також дорівнює миттєвому значенню цієї функції $\mathbf{x}(t_x)$ у деякий момент часу t_x :

$$\mathbf{x}_{cp} = \frac{1}{(t_b - t_a)} \int_{t_a}^{t_b} \mathbf{x}(t) dt = \mathbf{x}(t_x). \quad (3)$$

Якщо зазначені моменти часу є рівними між собою з певним ступенем точності $t_x \sim t_{px}$, то закони, записані у вигляді вихідних диференціальних рівнянь (1), будуть виконуватися і для середніх значень функцій, рівних миттєвим значенням у зазначені моменти часу: $\mathbf{x}_{cp} = \mathbf{x}(t_x)$, $\mathbf{x}'_{cp} = \mathbf{x}'(t_{px})$. Це означає, що у випадку синхронності досягнення змінними стану та їхніми похідними своїх відповідних середніх значень на інтервалах, стан перетворювача в момент часу $t_x \sim t_{px}$ буде відповідати простору станів, що визначається системою (1). Названа відповідність дає можливість переписати систему рівнянь (1) з урахуванням співвідношень (2), (3) у наступному вигляді, заміняючи функції змінних стану та їхні похідні середніми значеннями на інтервалах постійності структури:

$$\begin{cases} \mathbf{x}'_{1cp} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}_{1cp} + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}_{1cp} ; \\ \mathbf{x}'_{2cp} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x}_{2cp} + \mathbf{B}_2 \mathbf{u}_{2cp}. \end{cases} \quad (4)$$

Використовуючи співвідношення (2), введемо такі позначення:

$$\mathbf{x}(t_b) - \mathbf{x}(t_a) = \Delta \mathbf{x}, \quad (t_b - t_a) = \Delta t, \quad (5)$$

де Δx – зміна (прирости) функції на інтервалі сталості структури тривалістю Δt .

Підставляючи позначення (5), систему рівнянь (4) можемо переписати в такому вигляді з усередненими змінними:

$$\begin{cases} \frac{\Delta x_1}{\Delta t_1} = \mathbf{A}_1^* x_{1cp} + \mathbf{B}_1^* u_{1cp}; \\ \frac{\Delta x_2}{\Delta t_2} = \mathbf{A}_2^* x_{2cp} + \mathbf{B}_2^* u_{2cp}. \end{cases} \quad (6)$$

де \mathbf{A}_1^* , \mathbf{A}_2^* , \mathbf{B}_1^* , \mathbf{B}_2^* – матриці, члени яких відповідають членам матриць \mathbf{A}_1 , \mathbf{A}_2 , \mathbf{B}_1 , \mathbf{B}_2 із точністю до знаку (+/-) перед ними відповідно до знаку приросту функцій вектора змінних станів Δx і законів Кірхгофа для контурів схем заміщення на інтервалах.

Введемо припущення, що середні значення вектора змінних станів $x(t)$ на інтервалах постійності структури перетворювача з двоінтервальними процесами є рівними між собою. Для розглянутого випадку прирости функцій на інтервалах постійності структури також є рівними між собою в усталеному режимі з огляду на періодичний характер зміни функцій. Це означає, що у разі періодичної зміни функцій $x(t)$ на інтервалах роботи можемо замінити позначення середніх значень цих функцій та їхніх приростів єдиними символами: $x_{1cp} = x_{2cp} = x_{cp}$, $\Delta x_1 = \Delta x_2 = \Delta x$. Так само запишемо для векторів $u(t)$: $u_{1cp} = u_{2cp} = u_{cp}$.

Тому систему з рівняннями (6) перепишемо в такому вигляді:

$$\begin{cases} \frac{\Delta x}{\Delta t_1} = \mathbf{A}_1^* x_{cp} + \mathbf{B}_1^* u_{cp}; \\ \frac{\Delta x}{\Delta t_2} = \mathbf{A}_2^* x_{cp} + \mathbf{B}_2^* u_{cp}. \end{cases} \quad (7)$$

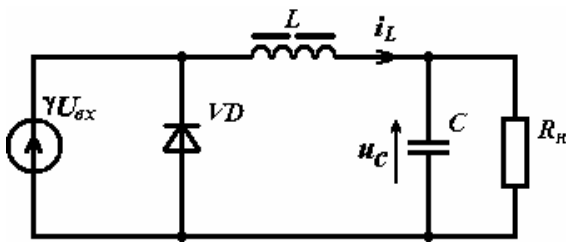


Рис. 1

Таким чином, після проведених перетворень отримано систему алгебраїчних рівнянь (7) як моделі перетворювача з усередненими змінними. За умови заданих значень вектора вхідних впливів u_{cp} , періоду комутації T , тривалості керуючого сигналу силовим ключем T_i , що дорівнює тривалості першого інтервалу Δt_1 (тривалість другого інтервалу $\Delta t_2 = T - T_i$), невідомими параметрами системи (7) є вектор приростів Δx і вектор середніх значень функцій змінних станів

x_{cp} на інтервалах незмінності структури. Причому для двоінтервального процесу в перетворювачі середні значення функцій змінних станів на інтервалах відповідають середньому значенню цих функцій за період комутації. В отриманій системі алгебраїчних рівнянь (7) число невідомих параметрів відповідає кількості рівнянь, система є сумісною і визначеною (має єдиний розв'язок), і для розглянутого режиму система розв'язується в аналітичному вигляді. Розв'язком системи (7) є такі вирази:

$$\Delta x = \mathbf{G}^{-1} \times \mathbf{r}; \quad (8)$$

$$x_{cp} = (\mathbf{A}_1^*)^{-1} \times \left[\frac{\Delta x}{T_i} - \mathbf{B}_1^* u_{cp} \right], \quad (9)$$

де $\mathbf{G} = \left(\frac{T - T_i}{T_i} \right) \mathbf{A}_2^* (\mathbf{A}_1^*)^{-1} - \mathbf{I}$, $\mathbf{r} = (T - T_i) (\mathbf{A}_2^* (\mathbf{A}_1^*)^{-1} \mathbf{B}_1^* u_{cp} - \mathbf{B}_2^* u_{cp})$, \mathbf{I} – одинична матриця.

Отримані вирази (8), (9) дають змогу розраховувати та досліджувати двоінтервальні процеси в однокантних напівпровідникових перетворювачах різної схемотехнічної конфігурації, використовувати для їх розрахунку математичні моделі в автоматизованих алгоритмах керування в режимах реального часу.

Для прикладу розглянемо механізм усереднення моделі однокантного понижувального перетворювача в режимі безперервного струму дроселя, структура якого показана на рис. 1, де

також позначено: U_{ex} – величина вхідної постійної напруги; R_n – величина опору навантаження; γ – кусково-постійний періодичний коефіцієнт, що дорівнює одиниці на інтервалі накопичення T_H енергії дроселем і дорівнює нулю на інтервалі віддачі $T - T_H$ енергії в навантаження; T – період робочої частоти.

Диференціальні рівняння, що описують процеси в перетворювачі, запишемо в такий спосіб:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} + u_C = \gamma U_{ex} \\ C \frac{du_C}{dt} + \frac{u_C}{R_n} = i_L \end{cases}$$

Відповідно до матричної форми запису у вигляді (1) вектори функцій стану і матриці коефіцієнтів стану такої системи визначаються в такому вигляді:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} U_{ex} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_n C} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_2 = \mathbf{0}.$$

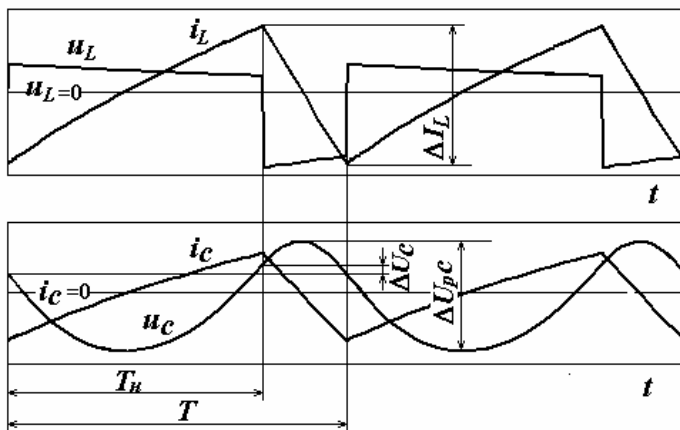


Рис. 2

На рис. 2 показано часові діаграми процесів, що протікають у схемі перетворювача. Для пояснення на діаграмах показано процеси на інтервалах накопичення енергії (інтервал T_H) та її віддачі в навантаження (інтервал $T - T_H$). Миттєві значення функцій струму дроселя i_L та напруги на конденсаторі u_C показано лише в формі їх змінних складових. Очевидно, що відповідно до теореми Лагранжа (2) прирости функції струму дроселя ΔI_L та напруги на конденсаторі ΔU_C на даних інтервалах незмінності структури як різниця функцій на їх границях мають протилежні знаки.

Тому після усереднення змінних вихідної системи диференціальних рівнянь матричні коефіцієнти матриць стану \mathbf{A}_1^* і \mathbf{A}_2^* будуть мати протилежні знаки, що також відповідає закону Кірхгофа для напруг контуру схем заміщення.

Таким чином, структуру матриць для системи з усередненими змінними запишемо в такому вигляді:

$$\mathbf{A}_1^* = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_n C} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_2^* = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & \frac{1}{R_n C} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_1^* = \mathbf{B}_1; \quad \mathbf{B}_2^* = \mathbf{0}. \quad (10)$$

Вектори усереднених змінних станів системи та вхідних функцій мають вигляд:

$$\mathbf{x}_{cp} = \begin{bmatrix} I_{Lcp} \\ U_{Ccp} \end{bmatrix}; \quad \Delta \mathbf{x} = \begin{bmatrix} \Delta I_L \\ \Delta U_C \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u}_{cp} = \begin{bmatrix} U_{ex} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Розв'язання системи з усередненими змінними для такого перетворювача, яка відповідає виразам у матричній формі (7), дає змогу отримати відомі нескладні аналітичні вирази для середніх значень струму дроселя та напруги на конденсаторі та їх приростів:

$$I_{Lcp} = U_{Ccp} / R_n; \quad U_{Ccp} = U_{ex} T_H / T; \quad \Delta I_L = (U_{ex} / L) (T_H (T - T_H) / T); \quad \Delta U_C = 0.$$

Необхідно зазначити, що дана система з усередненими змінними для перетворювача має єдиний розв'язок саме при $\Delta U_C = 0$, що підтверджується процедурою алгебраїчного розв'язання цієї системи. З іншого боку, приріст напруги ΔU_C на інтервалах дорівнює нулю

лише в разі лінійної форми струму конденсатора в усталеному режимі. Дійсно, інтегруючи співвідношення для струму через конденсатор $C du_C/dt = i_C$ для кожного з інтервалів, помножуючи члени співвідношення на $1/\Delta t$ і прирівнюючи отриманий вираз до нуля, одержимо

$$\frac{C}{\Delta t} \cdot \int_0^{\Delta t} u_C' dt = \frac{1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} i_C dt = 0. \quad (11)$$

Відповідно до теореми Лагранжа, ліва частина виразу (11) відповідає співвідношенню

$$\frac{1}{\Delta t} \cdot \int_0^{\Delta t} u_C' dt = \frac{\Delta U_C}{\Delta t},$$

а інтеграл у правій частині виразу (11) відповідає середньому струму через конденсатор, що саме й підтверджує рівність нулю приростів напруги ΔU_C лише в разі лінійної форми струму конденсатора, коли його середнє значення на інтервалах дорівнює нулю.

Аналіз показує, що для струму дроселя прирости його функції ΔI_L на інтервалах відповідають величині пульсації струму, за якою можна визначити розрахунковий коефіцієнт пульсації струму дроселя, а також максимальний струм у перемикаючому елементі перетворювача на етапі його розрахунку та проектування. За певних співвідношень постійних часу еквівалентної схеми заміщення перетворювача та періоду його комутації, що впливає на нелінійність форми змінних станів, приріст напруги на конденсаторі ΔU_C на інтервалах в усталеному режимі може набувати відмінні від нуля значення, проте їх величина завжди є набагато меншою за розмах пульсації напруги на періоді ΔU_{pC} (рис. 2), які визначаються величиною ємності конденсатора та розраховуються за відомими методиками. Нелінійність форми змінних станів перетворювача впливає на точність розрахунків з використанням моделей за усередненими змінними, що детально досліджено в роботах [6, 11].

Розроблений метод аналізу та розрахунку на основі усереднення з використанням теорем Лагранжа, на відміну від класичного методу Мідлбука [2, 3], дає змогу визначити в усталеному режимі не тільки величину середніх значень, але й величину пульсації змінних станів перетворювача та часові інтервали періодичного процесу. У табл. 1 наведено результати порівняння розрахунку понижувального перетворювача, зображеного на рис. 1, за допомогою нового методу на основі теорем Лагранжа та класичного методу Мідлбука для двоінтервального процесу.

Таблиця 1

Двоінтервальний процес у режимі безперервного струму дроселя в разі тривалості інтервалу накопичення T_H		
Розрахункові параметри	Метод Мідлбука	Новий метод аналізу
Середні складові змінних станів I_{Lcp} , U_{Ccp}		$I_{Lcp} = (U_{ex}/R_n)(T_H/T)$ $U_{Ccp} = I_{Lcp}R_n$
Прирости функцій змінних станів ΔI_L , ΔU_C	Немає визначення	$\Delta I_L = \frac{U_{ex}}{L} \frac{(T - T_H)T_H}{T}$ $\Delta U_C = 0$

Використання розробленого методу на основі теорем Лагранжа знижує кількість обчислювальних процедур завдяки розв'язанню систем алгебраїчних рівнянь замість диференціальних, що дає змогу застосовувати швидкодіючі розрахунки моделей перетворювачів при керуванні в режимах реального часу. Крім того, алгебраїчна форма системи рівнянь як моделі перетворювача з усередненими змінними дає змогу обирати необхідні комбінації її параметрів як базисних невідомих змінних та здійснювати розрахунки без додаткових перетворень у багатьох напрямках, що відповідають цим базисам незалежних змінних. Зниження

кількості обчислювальних процедур у разі використання нового методу значно зменшує його трудомісткість. У табл. 2 наведено результати порівняння трудомісткості етапів розрахунків інтегральних характеристик змінних станів понижувального перетворювача в режимі безперервних струмів за допомогою традиційного методу припасовування [12] та нового методу аналізу на основі теорем Лагранжа. Одиницею трудомісткості розрахунку є процедура розв'язання систем алгебраїчних рівнянь.

Таблиця 2

Метод припасовування	Новий метод аналізу
I. Розв'язання диференціальних рівнянь на інтервалі накопичення - визначення сталих інтегрування шляхом розв'язання двох систем алгебраїчних рівнянь з урахуванням початкових умов I_{I_0} U_{I_0}	I. Визначення інтегральних характеристик I_{Lcp} , ΔI_L , U_{Ccp} , ΔU_C шляхом розв'язання системи з чотирьох алгебраїчних рівнянь $L \frac{\Delta I_L}{T_H} = E - U_{Ccp};$
II. Розв'язання диференціальних рівнянь на інтервалі віддачі енергії - визначення сталих інтегрування шляхом розв'язання двох систем алгебраїчних рівнянь з урахуванням початкових умов $I_{II_0} = i_1(T_H)$, $U_{II_0} = u_1(T_H)$	$C \frac{\Delta U_C}{T_H} = I_{Lcp} - \frac{U_{Ccp}}{R_n};$ $C \frac{\Delta U_C}{T - T_H} = I_{Lcp} - \frac{U_{Ccp}}{R_n};$
III. Визначення початкових значень I_{I_0} U_{I_0} за умови періодичності процесу $i_{II}(T - T_H) = I_{I_0}$, $u_{II}(T - T_H) = U_{I_0}$ шляхом розв'язання системи алгебраїчних рівнянь	$L \frac{\Delta I_L}{T - T_H} = U_{Ccp}$
IV. Визначення інтегральних характеристик I_{Lcp} , ΔI_L , U_{Ccp} , ΔU_C шляхом розрахунку функцій $i_{II}(t)$, $u_{II}(t)$, $i_{II}(t)$, $u_{II}(t)$ системи алгебраїчних рівнянь	
Кількість обчислювальних операцій: 6	Кількість обчислювальних операцій: 1

З вищенаведеного випливає, що використання розробленого методу аналізу потребує лише одного етапу – розв'язання системи алгебраїчних рівнянь, отриманих безпосередньо від вихідних диференціальних рівнянь, що в шість разів зменшує кількість розрахункових процедур порівняно з методом припасовування для наведеного прикладу двоінтервального процесу. У випадку кількості інтервалів постійності структури більше двох співвідношення між кількістю процедур при розрахунках буде ще більшим, що підтверджує перевагу розробленого методу в зменшеній трудомісткості розрахунків, особливо для багатоінтервальних процесів.

Висновок. У результаті досліджень проілюстровано особливості розрахунку напівпровідникових перетворювачів на основі усереднення в просторі станів з використанням теорем Лагранжа в узагальненому матричному вигляді з отриманням аналітичних співвідношень. Визначено, що застосування нового методу аналізу для розрахунку середніх та пульсаційних складових багатоінтервальних процесів напівпровідникових перетворювачів скорочує кількість обчислювальних процедур, виключає проміжні математичні перетворення, що підвищує таким чином швидкість розрахунку та знижує його трудомісткість завдяки переходу до розв'язання системи алгебраїчних рівнянь замість розв'язання диференціальних.

Фінансується 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.

1. Баховцев И.А. Микропроцессорные системы управления устройствами силовой электроники. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2018. 219 с.
2. Cuk S. Power electronics: Modelling, Analysis and Measurements. Create Space Independent Publishing Platform, USA, 2015. Vol.2. 272 p.

3. Maksimovich D., Stankovich A., Thottuvelil V., Verghese G. Modeling and Simulation of Power Electronic Converters. *IEEE Proceedings*. Vol. 89. No. 6. 2001. Pp. 898–912.
4. Emadi A. Modeling and analysis of multiconverter DC power electronic systems using the generalized state-space averaging methods. *IEEE Trans. Industrial Electronics*. 2004. Vol.51. Issue 3. Pp. 661–668.
5. Janke W. Averaged models of pulse-modulated DC-DC power converters. Technical University of Koszalin, Poland, Archives of Electrical Engineering, Vol. 61(4). 2012. Pp. 609–631.
6. Руденко Ю.В. Способ усреднения модели импульсных преобразователей постоянного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 3. С. 42–48.
7. Руденко Ю.В. Усреднение модели двухтактного преобразователя постоянного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 1. С. 37–46.
8. Маляр В.С. Теоретичні закони електротехніки. Електричні кола. Львів: Вид-во Львівської політехніки, 2012. 312 с.
9. Руденко В.С., Жуйков В.Я., Сучик В.Е. Аналіз процесів в напівпровідникових перетворювачах на основі графів. Київ: Вид-во НТУ України «КПІ», 2010. 68 с.
10. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. Москва: Наука, 1984. 832 с.
11. Руденко Ю.В., Руденко Т.В. Усреднение модели импульсного преобразователя с цепью второго порядка. *Праці Інституту електродинаміки НАНУ*. 2018. Вип. 49. С. 88–97.
12. Руденко В.С., Жуйков В.Я., Коротеєв І.Е. Расчет устройств преобразовательной техники. Киев: Техніка, 1980. 135 с.

УДК 621.314

ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ УСРЕДНЕНИЯ В ПРОСТРАНСТВЕ СОСТОЯНИЙ

Ю.В. Руденко, докт. техн. наук
Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина
e-mail: rudenko@ied.org.ua

Рассмотрено применение метода усреднения в пространстве состояний с использованием теорем Лагранжа для расчета полупроводниковых преобразователей постоянного напряжения в формализованном матричном виде. Получены аналитические выражения для расчета средних и пульсационных составляющих переменных состояний при двухинтервальных процессах в однотактных преобразователях. Для иллюстрации определены матричные коэффициенты модели с усредненными переменными для понижающего преобразователя в режиме непрерывных токов дросселя. Показаны преимущества рассмотренного метода с использованием теорем Лагранжа, которые характеризуются по меньшей мере в шесть раз меньшей трудоемкостью расчетов по сравнению с традиционными методами на основе решения дифференциальных уравнений (метод припасовывания) и возможностью расчета пульсационных составляющих по сравнению с классическими методами усреднения. Библи. 12, рис. 2, табл. 2.

Ключевые слова: методы расчета и анализа полупроводниковых преобразователей, метод усреднения в пространстве состояний, однотактные полупроводниковые преобразователи.

FEATURES OF CALCULATION OF SEMICONDUCTOR VOLTAGE CONVERTERS BASED ON STATE SPACE AVERAGING

Yu.V. Rudenko
Institute of electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
pr.Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine
e-mail: rudenko@ied.org.ua

The application of state space averaging method using Lagrange theorems for calculating of semiconductor converters in a formalized matrix form is considered. Analytical expressions are obtained for calculating the average and pulsating components of variable states in two-interval processes in single-cycle converters. The matrix coefficients of model with averaged variables for buck converter in the continuous-current choke mode are determined for illustration. Advantages of considered method using Lagrange theorems are shown, which are characterized by at least of six times less computational complexity in comparison with traditional methods based on solving of differential equations (fitting method) and the possibility of pulsating components calculation in comparison with classical averaging methods. References 12, figures 2, tables 2.

Key words: methods for calculating and analyzing of semiconductor converters, averaging method in the state space, single-cycle semiconductor converters.

1. Bakhovtsev I.A. Microprocessor control systems for power electronics devices. Novosibirsk: Izdatel'stvo NGTU, 2018. 219 p. (Rus)
2. Cuk S. Power electronics: Modelling, Analysis and Measurements. Create Space Independent Publishing Platform, USA, 2015. Vol.2. 272 p. (Eng)
3. Maksimovich D., Stankovich A., Thottuvelil V., Verghese G. Modeling and Simulation of Power Electronic Converters. *IEEE Proceedings*. Vol. 89. No. 6. 2001. Pp. 898–912. (Eng)
4. Emadi A. Modeling and analysis of multiconverter DC power electronic systems using the generalized state-space averaging methods. *IEEE Trans. Industrial Electronics*. 2004. Vol.51, Issue 3. Pp. 661–668. (Eng)
5. Janke W. Averaged models of pulse-modulated DC-DC power converters. Technical University of Koszalin, Poland, Archives of Electrical Engineering, Vol. 61(4). 2012. Pp. 609–631. (Eng)
6. Rudenko Yu.V. Mode of averaging of pulse DC converter model. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 3. Pp. 42–48. (Rus)
7. Rudenko Yu.V. Averaging of push-pull DC converter model. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 1. Pp. 37–46. (Rus)
8. Maliar V.S. Theoretical laws of electrical engineering. Electric Circuits. L'viv: Vydavnytstvo Lvivs'koi politekhniki, 2012. 312 p. (Ukr)
9. Rudenko V.S., Zhuikov V.Ya., Suchik V.E. Graph-based analysis of process in semiconductor converters. Kyiv: Vydavnytstvo NTU Ukrainy KPI, 2010. 68 p. (Ukr)
10. Korn G., Korn T. Mathematical Handbook for Scientists and Engineers. Moskva: Nauka, 1984. 832 p. (Rus)
11. Rudenko Yu.V., Rudenko T.V. Averaging of model of the pulse converter with a second-degree circuit. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2018. No 49. Pp. 88–97. (Rus)
12. Rudenko V.S., Zhuikov V.Ya., Korotyeyev I.Ye. Calculation of conversion technique systems. Kyiv: Tekhnika, 1980. 135 p. (Rus)

Надійшла: 18.05.2020
Received: 18.05.2020