

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

УДК 621.324

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2025.70.058>

РОЗРАХУНОК ІНВЕРТУЮЧОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ З УРАХУВАННЯМ РЕЖИМІВ РОБОТИ МЕТОДОМ УСЕРЕДНЕННЯ

Ю.В. Руденко*, докт. техн. наук, **Д.В. Мартинов****Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Українаe-mail: rudenko@ied.org.ua

Досліджено електромагнітні процеси у інвертуючому перетворювачі постійної напруги з огляду на режими функціонування за допомогою метода усереднення на основі теорем Лагранжа. У режимі безперервної провідності (CCM – continuous conduction mode) розглянуто два внутрішніх підрежими: неповного живлення індуктора (IISM – incomplete inductor supply mode) і повного живлення індуктора (CISM – complete inductor supply mode) залежно від співвідношення постійного струму навантаження та мінімального значення струму індуктора. Отримано аналітичні вирази для розрахунку середніх та пульсаційних значень струмів та напруг у реактивних елементах перетворювача, а також коефіцієнтів їхніх пульсацій для кожного з режимів та підрежимів роботи. Розраховано та встановлено граничні значення параметрів перетворювача між підрежимами CISM та IISM у діапазоні комутації. Урахування вказаних підрежимів дає змогу уточнити розрахунок параметрів інвертуючого перетворювача постійної напруги. Результати імітаційного моделювання процесів у перетворювачі підтвердили коректність розроблених аналітичних співвідношень. Бібл. 20, рис. 5, табл. 2.

Ключові слова: інвертуючий перетворювач постійної напруги, режими передачі енергії, пульсації вихідної напруги, метод усереднення в просторі станів.

Нині в системах живлення електротехнічного та електротехнологічного обладнання широке розповсюдження мають напівпровідникові перетворювачі постійної напруги на основі схем понижуючого, підвищуючого та інвертуючого типів. Цей факт пов'язаний із тим, що в багатьох застосуваннях виникає потреба в регулюванні, компенсуванні або підвищенні напруги для забезпечення необхідних технічних характеристик. Особливу увагу привертає інвертуючий перетворювач завдяки можливості регулювати вихідну напругу на рівні як нижче, так і вище вхідної напруги. Серед обладнання, яке потребує використання цього алгоритму, можна виділити такі системи, як електровакуумне технологічне обладнання, системи розподіленої генерації, накопичення та збереження електроенергії, електроаккумуляторне обладнання електричних транспортних засобів та інші. Основні задачі при створенні перетворювачів постійної напруги полягають в забезпеченні технічних характеристик та оптимізації пристрою загалом: масогабаритних показників, режимів роботи та обслуговування всієї системи. Як підтверджує аналіз літературних джерел, більшість сучасних досліджень, проведених щодо перетворювачів постійної напруги, зосереджено на дослідженні нових топологій [1–3] та нових методів керування [4–6], коли у заданий спосіб досягається бажана якість параметрів перетворювача в конкретних застосуваннях із низькими комутаційними втратами енергії в перетворювачі та його високим ККД. Одним із важливих параметрів перетворювачів постійної напруги є величина пульсації вихідної напруги, оскільки вона впливає на ефективність роботи перетворювачів. Дослідження, які проводилися дотепер щодо зменшення величини вихідної пульсації перетворювачів постійної напруги, були направлені насамперед також на корекцію структури або запровадження нових методів керування [7–12]. Хоча корекція в структурі перетворювача або використання нової структури може покращити показники вихідної пульсації перетворювача, але це має свої недоліки, наприклад, збільшення кількості елементів, розмірності схеми та втрат енергії. Використання сучасних методів конт-

ролю обумовлює складність системи керування. Зважаючи на це, доцільною є розробка аналітичних співвідношень, які дають змогу на етапі проектування розрахувати ефективні параметри перетворювача без застосування додаткових схемотехнічних рішень або методів керування.

Характерними режимами роботи перетворювачів постійної напруги є наявність режимів безперервної (CCM – continuous conduction mode) та переривчастої провідності (DCM – discontinuous conduction mode). Для підвищуючого та інвертуючого перетворювачів у режимі CCM можна також виділити два внутрішніх підрежими: неповного живлення індуктора (IISM – incomplete inductor supply mode) і повного живлення індуктора (CISM – complete inductor supply mode) [13–15]. У CISM мінімальне значення струму індуктора є вищим за вихідний постійний струм. Інакше кажучи, індуктор повністю забезпечує не тільки вихідний струм, але також необхідний струм для зарядки конденсатора. У IISM мінімальне значення струму індуктора менше, ніж струм навантаження. Через це заряд конденсатора за параболічним законом досягає свого максимального значення, після чого зменшується на певну величину, віддаючи свою енергію в навантаження. Тобто індуктор і конденсатор разом забезпечують струм навантаження. У режимі DCM немає підрежиму CISM, і перетворювачі працюють лише в підрежимі IISM. Як показують дослідження, наявні підрежими CISM та IISM визначають розмір пульсації вихідної напруги перетворювача. Тому дослідження процесів у перетворювачах постійної напруги саме з урахуванням цих підрежимів є актуальним та потребує додаткової уваги. **Метою** цієї роботи є аналіз процесів у інвертуючому перетворювачі і розробка розрахункових співвідношень з урахуванням режимів роботи та з використанням метода усереднення на основі теорем Лагранжа для доповнення, уточнення та узагальнення на цій основі наявних результатів аналізу перетворювачів постійної напруги.

Розглянемо розрахунок інвертуючого перетворювача (рис. 1). При аналізі припускаємо, що силові перемикаючі елементи (керований ключ SI і діод VDI) є ідеальними ключами, час їхнього перемикання дорівнює нулю; активні опори обмотки індуктора LI і внутрішній опір джерела електроживлення $U_{\text{вх}}$ дорівнюють нулю.

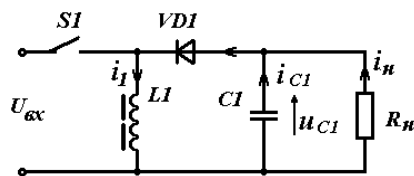


Рис. 1. Структурна схема інвертуючого перетворювача

Процеси у перетворювачі розглянемо для режимів безперервної провідності (CCM) та переривчастої провідності (DCM). Еквівалентні схеми заміщення перетворювача на інтервалах роботи зображено на рис. 2.

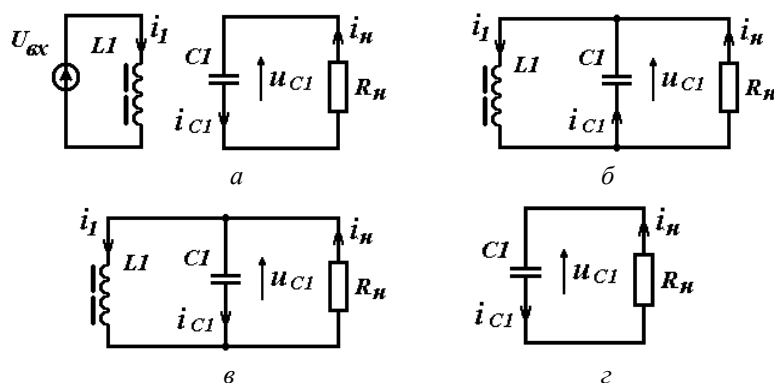


Рис. 2. Еквівалентні схеми заміщення перетворювача

Інтервал накопичення індуктором LI енергії при відкритому ключі SI відповідає схемі рис. 2 а, яка є дійсною для обох режимів роботи перетворювача CCM та DCM. При закрито-

му ключі SI в режимі CCM інтервал віддачі індуктором LI енергії відповідає схемі рис. 2 б за наявності підрежиму CISM, або розпадається на два послідовних етапи з конфігураціями схеми перетворювача рис. 2 б та рис. 2 в в підрежимі IISM. У режимі DCM залежно від параметрів $\tau_1^* = LI/R_n T$ – відносної постійної часу контуру з елементами $L1$ і R_n – до інтервалу віддачі енергії у підрежимі IISM додається інтервал відсікання енергії з конфігурацією рис. 2 г, коли всі перемикаючі елементи закриті. Діаграми процесів у перетворювачі зображено на рис. 3 та відповідають указаним режимам та підрежимам: повного живлення індуктора при CCM (рис. 3 а), коли мінімальне значення струму індуктора I_{lm} більше струму навантаження I_n ($I_{lm} > I_n$), неповного живлення індуктора при CCM (рис. 3 б), коли $I_{lm} < I_n$, та неповного живлення індуктора при DCM (рис. 3 в), коли $I_{lm} < I_n$.

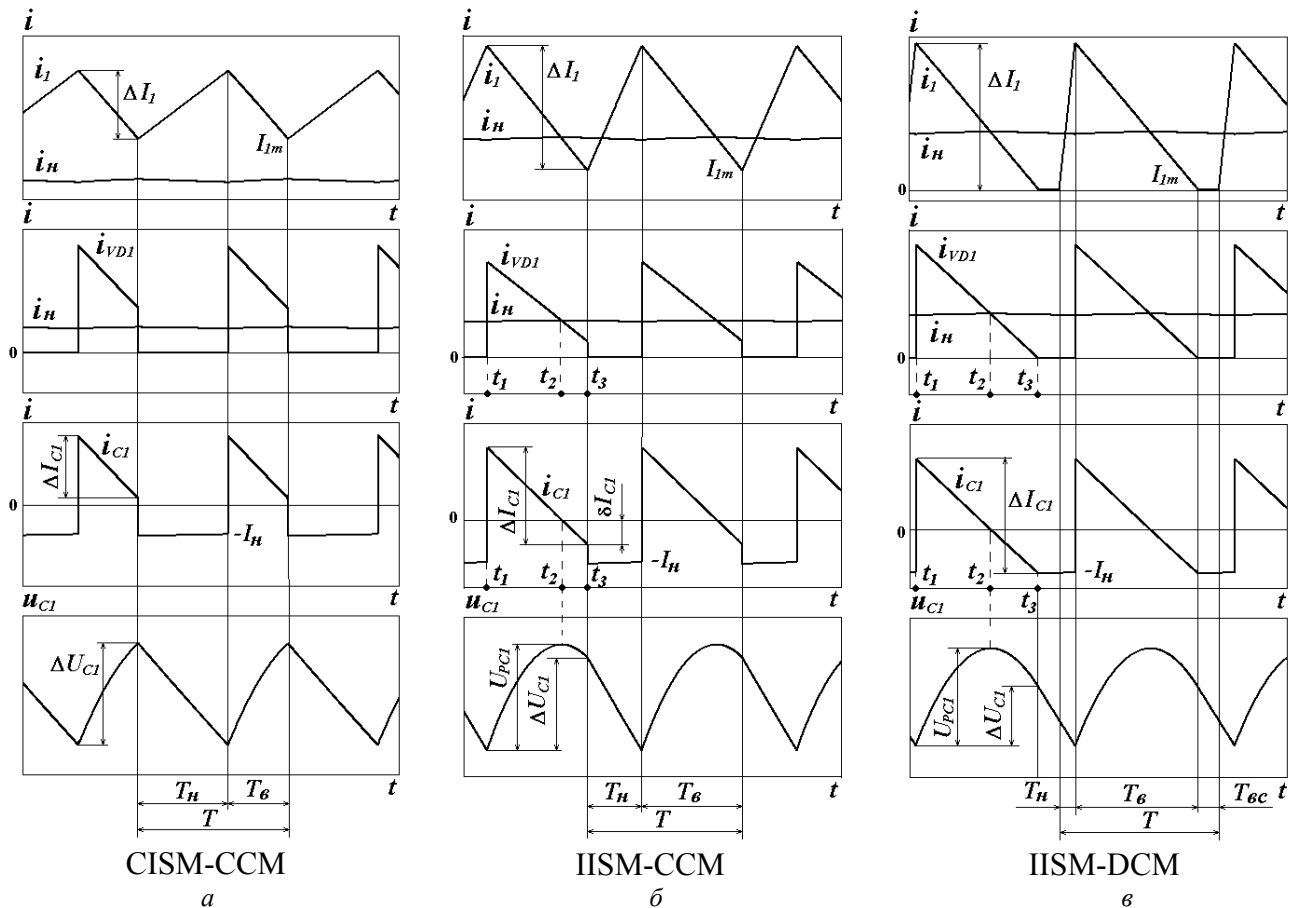


Рис. 3. Часові діаграми процесів у перетворювачі

На діаграмах позначено: T_n – тривалість інтервалу накопичення енергії в індукторі, T_δ – тривалість інтервалу віддачі енергії, $T_{вс}$ – тривалість інтервалу відсікання. Як було вказано вище, особливістю підрежиму CISM є те, що вихідний конденсатор заряджається струмом i_{c1} протягом усього інтервалу віддачі енергії, здобуваючи приріст напруги ΔU_{C1} завдяки тому, що $I_{lm} > I_n$. У цьому підрежимі пульсація вихідної напруги U_{pC1} , як різниця між її максимальним та мінімальним значеннями, дорівнює приросту ΔU_{C1} на інтервалі віддачі енергії. За наявності підрежиму IISM заряд вихідного конденсатора струмом i_{c1} здійснюється лише протягом часу t_1-t_2 , коли напруга на конденсаторі досягає максимального значення, що відображає пульсаційне значення вихідної напруги U_{pC1} . Протягом часу t_2-t_3 , після зміни напрямку струму i_{c1} на протилежний через виконання умови $I_{lm} < I_n$, вихідний конденсатор розряджається, підтримуючи струм навантаження. За цього підрежима різниця значень вихідної напруги на границях інтервалу віддачі енергії визначає приріст напруги на цьому інтервалі ΔU_{C1} , який не дорівнює пульсаційному значенню вихідної напруги U_{pC1} .

З урахуванням указаних міркувань розглянемо розрахунок параметрів інвертуючого перетворювача методом усереднення з використанням теорем Лагранжа [16-19], а саме –

розрахунок величини пульсації (приросту) ΔI_1 та середнього значення I_{Icp} струму індуктора $L1$, величини пульсації (або приросту) U_{pC1} та середнього значення U_{C1} напруги на конденсаторі $C1$ у вказаних вище режимах. Для подальшого аналізу необхідно визначити співвідношення параметрів, яке обумовлює границю між підрежимами CISM та IISM. Умовою існування граничного стану між цими підрежимами є рівність мінімального значення струму індуктора до постійного струму навантаження $I_{Im} = I_n$ в момент закінчення інтервалу віддачі індуктором енергії. Щоб отримати кінцевий аналітичний вираз, що характеризує такий стан, доцільно використати співвідношення для розрахунку середнього струму діода I_{VD1} (рис. 3), який відповідає постійному струму навантаження. Середній струм діода визначається через ампер-секундну площу фігури, що описує функція струму діода i_{VD1} протягом періоду комутації T . За умови $I_{Im} = I_n$ струм діода в момент закінчення інтервалу віддачі енергії також дорівнює постійному струму навантаження $i_{VD1}(t_3) = I_n$. Тому, використовуючи позначення рис. 3 та відповідність приросту струму діода до приросту струму індуктора $\Delta I_{VD1} = \Delta I_1$ на інтервалі віддачі, запишемо вираз для середнього струму діода у випадку, коли $I_{Im} = I_n$:

$$I_{VD1} = \frac{1}{T}(T - T_n) \left(I_n + \frac{\Delta I_1}{2} \right). \quad (1)$$

Прирівнюючи отриманий вираз (1) до величини I_n , після перетворень запишемо необхідне співвідношення параметрів, виконання яких відповідає граничному стану між підрежимами CISM та IISM:

$$\frac{\Delta I_1}{I_n} = \frac{2T_n}{T - T_n}. \quad (2)$$

Розглянемо розрахунок параметрів перетворювача в підрежимі CISM-CCM. Системи диференціальних рівнянь, що описують процеси в перетворювачі на інтервалах накопичення та віддачі енергії індуктором мають такий вигляд відповідно:

$$\begin{cases} L1 \frac{di_1}{dt} = U_{ex}, \\ i_{C1} = \frac{u_{C1}}{R_n}, \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} L1 \frac{di_1}{dt} = u_{C1}, \\ i_1 = i_{C1} + \frac{u_{C1}}{R_n}. \end{cases} \quad (4)$$

Використовуючи метод усереднення на основі теорем Лагранжа до отриманих диференціальних рівнянь (3), (4), перейдемо до системи алгебраїчних рівнянь відносно приростів незалежних функцій на інтервалах комутації та їхніх середніх значень:

$$\begin{cases} L1 \frac{\Delta I_1}{T_n} = U_{ex}, \\ C1 \frac{\Delta U_{C1}}{T_n} = \frac{U_{C1}}{R_n}, \\ L1 \frac{\Delta I_1}{T - T_n} = U_{C1}, \\ I_1 = C1 \frac{\Delta U_{C1}}{T - T_n} + \frac{U_{C1}}{R_n}. \end{cases} \quad (5)$$

Перетворимо систему (5) у рівняння з відносними змінними. Для цього перепишемо всі члени системи відносно величини вихідної напруги, яка дорівнює напрузі U_{C1} на конденсаторі $C1$, або відносно величини вихідного струму I_n , враховуючи що $U_{C1} = I_n R_n$. Введемо також наступні позначення: $\gamma = T_n/T$ – відносна тривалість інтервалу відкритого стану керуваного ключа (відносна тривалість комутації), $\tau_1^* = L1/R_n T$ – відносна постійна часу контуру з елементами $L1$ і R_n , $\tau_{c1}^* = C1 R_n/T$ – відносна постійна часу контуру з елементами $C1$ і R_n .

Позначимо також відносні змінні: приросту струму індуктора $\Delta I_1^* = \Delta I_1 / I_n$, середнього струму індуктора $I_1^* = I_1 / I_n$, приросту напруги конденсатора (вихідної напруги) $\Delta U_{C1}^* = \Delta U_{C1} / U_{C1}$, відношення вхідної та вихідної напруги $U_{II}^* = U_{ex} / U_{C1}$. У такому разі система в базисі відносних змінних матиме вигляд:

$$\begin{cases} \tau_1^* \frac{\Delta I_1^*}{\gamma} = U_{II}^*, \\ \tau_{C1}^* \frac{\Delta U_{C1}^*}{\gamma} = 1, \\ \tau_1^* \frac{\Delta I_1^*}{1-\gamma} = 1, \\ I_1^* = \tau_{C1}^* \frac{\Delta U_{C1}^*}{1-\gamma} + 1. \end{cases} \quad (6)$$

Розв'язуючи систему алгебраїчних рівнянь (6), отримаємо параметри інвертуючого перетворювача у відносних змінних для підрежиму CISM-CCM:

$$\Delta I_1^* = \Delta I_1 / I_n = (1-\gamma) / \tau_1^*; \quad (7)$$

$$I_1^* = I_1 / I_n = 1 / (1-\gamma); \quad (8)$$

$$\Delta U_{C1}^* = \Delta U_{C1} / U_{C1} = \gamma / \tau_{C1}^*; \quad (9)$$

$$U_{II}^* = U_{ex} / U_{C1} = (1-\gamma) / \gamma. \quad (10)$$

Вирази в наведених співвідношеннях дають змогу визначити відносні прирости струму індуктора й вихідної напруги та їхні відносні середні значення. Абсолютні значення цих параметрів визначаються так:

$$\Delta I_1 = \frac{\gamma U_{ex}}{\tau_1^* R_n}, \quad I_1 = \frac{\gamma U_{ex}}{(1-\gamma)^2 R_n}, \quad \Delta U_{C1} = U_{PC1} = \frac{\gamma^2 U_{ex}}{(1-\gamma) \tau_{C1}^*}, \quad U_{C1} = \frac{\gamma U_{ex}}{1-\gamma}. \quad (11)$$

Коефіцієнт пульсацій струму індуктора запишемо:

$$K_{pL1} = \frac{\Delta I_1}{I_1} = \frac{(1-\gamma)^2}{\tau_1^*}. \quad (12)$$

Коефіцієнт пульсацій напруги конденсатора (вихідної напруги):

$$K_{pC1} = \frac{\Delta U_{C1}}{U_{C1}} = \frac{\gamma}{\tau_{C1}^*}, \quad (13)$$

Розглянемо розрахунок параметрів перетворювача в підрежимі PISM-CCM. У цьому випадку відносні та абсолютні параметри процесів у перетворювачі визначаються тими ж формулами, що й в CISM-CCM (7), (8), (10–12), за винятком величини пульсації вихідної напруги. У підрежимі PISM-CCM, як видно з рис. 3 б, приріст напруги конденсатора CI не відповідає пульсації цієї напруги: $\Delta U_{C1} \neq U_{PC1}$. Тому пульсацію напруги на такому конденсаторі необхідно визначати, використовуючи ампер-секундну площу струму конденсатора на ділянці від t_1 до t_2 інтервалу віддачі енергії (рис. 3 б). Указана ампер-секундна площа S розраховується як площа трикутника зі сторонами, що дорівнюють по осі часу співвідношенню $(\Delta I_1 - \delta I_{C1}) \cdot (T - T_n) / \Delta I_1$, по осі струму співвідношенню $(\Delta I_1 - \delta I_{C1})$, де величина δI_{C1} еквівалентна різниці між постійним струмом навантаження та мінімальним значенням струму індуктора $\delta I_{C1} = I_n - I_{lm}$, $I_{lm} = I_1 - \Delta I_1 / 2$.

У такому разі пульсація напруги конденсатора CI визначається так:

$$U_{pC1} = \frac{1}{C1} \int_{t1}^{t2} i_{C1} dt = \frac{S}{C1},$$

і далі

$$U_{pC1} = \frac{T - T_n}{2C1 \cdot \Delta I_1} \cdot (I_1 - I_n + \Delta I_1/2)^2,$$

або в остаточному вигляді, використовуючи визначені раніше параметри (11):

$$U_{pC1} = \frac{(1-\gamma)\gamma\tau_1^*U_{ex}}{2\tau_{C1}^*} \left(\frac{\gamma}{(1-\gamma)^2} + \frac{1}{2\tau_1^*} \right)^2. \quad (14)$$

Коефіцієнт пульсацій напруги на конденсаторі розраховується так:

$$K_{pC1} = \frac{U_{pC1}}{U_{C1}} = \frac{(1-\gamma)^2\tau_1^*}{2\tau_{C1}^*} \left(\frac{\gamma}{(1-\gamma)^2} + \frac{1}{2\tau_1^*} \right)^2, \quad (15)$$

Використовуючи співвідношення для пульсації струму індуктора з формул (11) та перетворюючи вираз (2), отримаємо умову існування граничного стану у відносних показниках між підрежимами CISM-CCM та IISM-CCM, коли $I_{Im} = I_n$:

$$\tau_{lb}^* = \frac{(1-\gamma)^2}{2\gamma}, \quad (16)$$

де $\tau_{lb}^* = L1_b / (R_{nb}T)$, $L1_b$, R_{nb} – граничні значення індуктивності індуктора та опору навантаження, за яких виконується співвідношення $I_{Im} = I_n$ при заданому періоді комутації.

Режим IISM-DCM суттєво відрізняється від попередніх наявністю третього інтервалу комутації перетворювача – інтервалом відсікання тривалістю T_{ec} (рис. 3 в), коли всі ключі закрито, а схема заміщення відповідає рис. 2 з. Застосування метода усереднення на основі теорем Лагранжа для аналізу такого режиму інвертуючого перетворювача докладно викладено в роботах [19, 20], де отримано основні вирази для розрахунку пульсацій струму індуктора та напруги на вихідному конденсаторі. Згідно з цими виразами маємо формули для розрахунку пульсації струму індуктора у відносному та абсолютному вимірах відповідно:

$$\Delta I_1^* = \frac{\Delta I_1}{I_n} = \sqrt{\frac{2}{\tau_1^*}}, \quad \Delta I_1 = \frac{\gamma U_{ex}}{\tau_1^* R_n}, \quad (17)$$

формули для розрахунку вихідної постійної напруги:

$$U_C = \frac{\gamma}{\sqrt{2\tau_1^*}} \cdot U_{ex}, \quad (18)$$

пульсації вихідної напруги:

$$U_{pC1} = \frac{\gamma U_{ex}}{\tau_{C1}^* \sqrt{2\tau_1^*}} \left(1 - \sqrt{\frac{\tau_1^*}{2}} \right)^2, \quad (19)$$

та коефіцієнта пульсації вихідної напруги:

$$K_{pC1} = \frac{1}{\tau_{C1}^*} \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{\tau_1^*}{2}} \right)^2, \quad (20)$$

Доповнимо ці результати розрахунком середнього струму індуктора (рис. 3 в):

$$I_1 = \frac{\Delta I_1 (T_n + T_e)}{2T},$$

де згідно з указаними роботами $\Delta I_1 = \frac{\gamma U_{ex}}{\tau_1^* R_n}$, $T_e = T \sqrt{2\tau_1^*}$.

В остаточному вигляді запишемо:

$$I_1 = \frac{\gamma U_{ex}}{2\tau_1^* R_H} (\gamma + \sqrt{2\tau_1^*}), \quad (21)$$

або у відносних одиницях:

$$I_1^* = \frac{I_1}{I_H} = 1 + \frac{\gamma}{\sqrt{2\tau_1^*}}. \quad (22)$$

Коефіцієнт пульсацій струму індуктора:

$$K_{pL1} = \frac{\Delta I_1}{I_1} = \frac{2}{\gamma + \sqrt{2\tau_1^*}}. \quad (23)$$

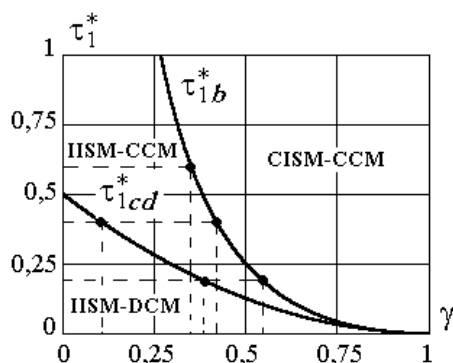
Розглянемо вплив параметрів інвертуючого перетворювача на існування режимів CISM-CCM, IISM-CCM та IISM-DCM. Як видно з аналізу процесів, саме величина співвідношення $\tau_1^* = L1/R_H T$ у всьому діапазоні комутації γ впливає на появу того чи іншого режиму. Графік граничного стану τ_{1b}^* між CISM-CCM та IISM-CCM, згідно з отриманим виразом (16), зображено на рис. 4. Графік граничного стану τ_{1cd}^* між IISM-CCM та IISM-DCM зображено також на цьому рисунку. Його функціональну залежність у діапазоні комутації отримано в роботі [19]:

$$\tau_{1cd}^* = \frac{(1-\gamma)^2}{2}. \quad (24)$$

Області параметрів (τ_1^*, γ) , за яких у інвертуючому перетворювачі мають місце режими CISM-CCM, IISM-CCM та IISM-DCM, показані на рис. 4 та обмежені функціями граничних станів τ_{1b}^* і τ_{1cd}^* . Відповідні координати граничних точок переходу між підрежимами при зміні відносної тривалості комутації γ для фіксованих значень $\tau_1^* = 0,2$; $\tau_1^* = 0,4$; $\tau_1^* = 0,6$ показано пунктирними лініями на рис. 4. У табл. 1 подано числові значення координат граничних точок між підрежимами, визначені при розрахунку в діапазоні комутації γ для вказаних трьох фіксованих значень $\tau_1^* = 0,2$; $\tau_1^* = 0,4$; $\tau_1^* = 0,6$. Граничні стани точок стосовно відносної тривалості позначено γ_{cd} та γ_b .

Отримані аналітичні (16), (24) та графічні (рис. 4) залежності дають змогу обґрунтовано спрогнозувати стан перетворювача та межі його режимів роботи в усьому діапазоні комутації за заданих параметрів τ_1^* . Беручи до уваги, що кожному режиму роботи відповідає свій рівень пульсації вихідної напруги згідно з формулами (13), (15), (20) та використовуючи ці співвідношення, можна визначити найефективніші параметри τ_1^* та діапазони комутації γ , які відповідають мінімальним пульсаціям вихідної напруги.

Таблиця 1



Числові значення координат граничних станів

τ_1^*	0,2	0,4	0,6
γ_{cd}	0,368	0,106	-
γ_b	0,537	0,42	0,351

Рис. 4. Графіки граничних станів між режимами перетворювача

Розглянемо графічні залежності коефіцієнтів пульсацій вихідної напруги інвертуючого перетворювача за фіксованих значень $\tau_1^* = 0,2$; $\tau_1^* = 0,4$; $\tau_1^* = 0,6$ у діапазоні комутації з урахуванням режимів роботи при $\tau_{C1}^* = 10$. На рис. 5 зображено графічні залежності значень коефіцієнтів пульсацій вихідної напруги як комбінації графіків під номерами 1 в підрежимі CISM-CCM згідно з (13), під номерами 2 в підрежимі IISM-CCM згідно з (15) та під номерами 3 в підрежимі IISM-DCM згідно з (20).

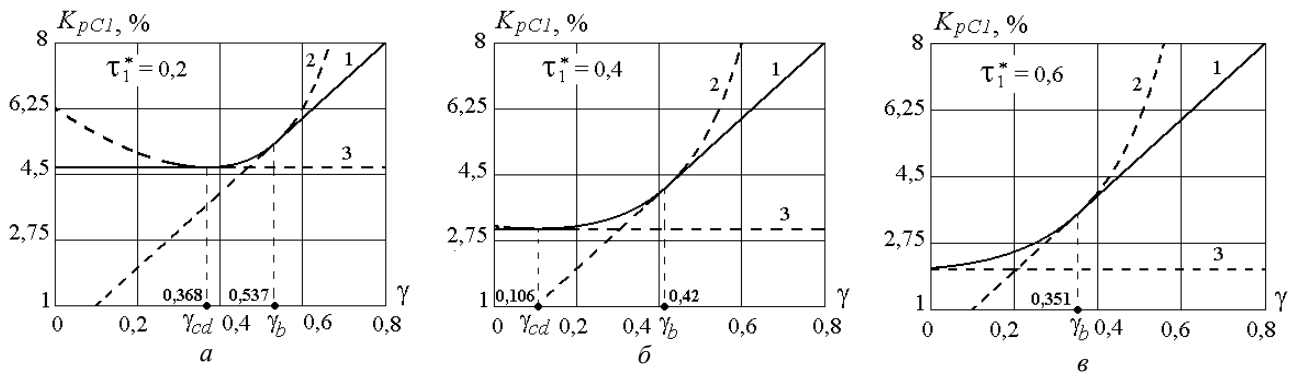


Рис. 5. Графічні залежності значень коефіцієнтів пульсацій вихідної напруги перетворювача

На інтервалах відносної тривалості комутації від $\gamma = 0$ до $\gamma = \gamma_{cd}$ коефіцієнт пульсації визначається в режимі IISM-DCM суцільною частиною функції 3. На інтервалах від $\gamma = \gamma_{cd}$ до $\gamma = \gamma_b$ – у режимі IISM-CCM суцільною частиною функції 2, на інтервалах від $\gamma = \gamma_b$ до $\gamma = 1$ – у режимі CISM-CCM суцільною частиною функції 1. Характерно, що граничні між режимами точки при $\gamma = \gamma_{cd}$ та $\gamma = \gamma_b$ є точками дотику між відповідними графіками 1, 2, 3, тому узагальнююча крива функції коефіцієнта пульсації (суцільні частини вказаних графіків) монотонно змінюється при переході між підрежимами. Це підтверджує коректність отриманих аналітичних співвідношень для визначення пульсацій вихідної напруги з урахуванням режимів роботи.

Аналіз отриманих залежностей (рис. 5) демонструє, що тривалість підрежиму IISM-CCM збільшується відносно CISM-CCM при збільшенні параметру τ_1^* , що веде до бажаного зменшення пульсацій вихідної напруги. Це свідчить про доцільність розгляду двох окремих підрежимів роботи перетворювача в режимі CCM, що уточнює розрахунок величини пульсації вихідної напруги.

Таблиця 2

Результати розрахунку параметрів перетворювача

Параметр	IISM-DCM, $\gamma = 0,1$		IISM-CCM, $\gamma = 0,35$		CISM-CCM, $\gamma = 0,6$	
	Результати згідно ІМ	Результати згідно АМ	Результати згідно ІМ	Результати згідно АМ	Результати згідно ІМ	Результати згідно АМ
ΔI_1 , А	9,99	10,0	34,97	35,0	59,829	60,0
I_1 , А	4,287	4,373	24,248	24,852	110,68	112,5
K_{pL1}	2,33	2,287	1,442	1,408	0,54	0,53
ΔU_{c1} , В	1,46	1,454	6,356	6,373	26,822	27,0
U_{c1} , В	38,72	38,73	160,825	161,538	449,54	450,0
K_{pC1}	0,038	0,038	0,039	0,039	0,059	0,06

Розроблені в результаті досліджень аналітичні співвідношення (11)–(23) та результати розрахунків підтверджено також за допомогою моделювання процесів у пакеті PSim із використанням імітаційної моделі. У табл. 2 подано результати розрахунку декількох із режимів за фіксованих τ_1^* , τ_{C1}^* , досліджених при виконанні роботи, що відповідає таким параметрам

елементів перетворювача: $U_{\text{вх}} = 300 \text{ В}$, $T = 50 \text{ мкс}$, $L1 = 150 \text{ мкГн}$, $R_H = 10 \text{ Ом}$, $C1 = 50 \text{ мкФ}$. Обрані для прикладу параметри елементів перетворювача відповідають реальним застосуванням перетворювача в діапазоні високих частот (20 кГц) при роботі в області стандартних значень постійної напруги випрямленого однофазного струму промислової електромережі.

У табл. 2 позначено: АМ – аналітична модель, ІМ – імітаційна модель. З цієї таблиці випливає, що результати згідно з аналітичною моделлю перетворювача співпадають із результатами імітаційного моделювання з похибкою не більше 3 %, що також підтверджує достовірність розроблених аналітичних співвідношень.

Висновки.

1. Проведені дослідження показали ефективність використання метода усереднення на основі теорем Лагранжа при дослідженні перетворювачів постійної напруги з урахуванням режимів роботи. Використання розробленої аналітичної моделі дало змогу дослідити вплив режимів роботи на параметри інвертуючого перетворювача.
2. Основний вплив розглянутих підрежимів функціонування CISM та IISM позначається на величині пульсації вихідної напруги – одного з головних технічних параметрів перетворювача. Отримано аналітичні та графічні залежності, які дають змогу обирати оптимальні діапазони комутації перетворювача та параметри його елементів, зокрема забезпечувати необхідні розрахункові величини пульсації вихідної напруги при застосуванні в системах живлення електротехнологічного та електротехнічного обладнання.
3. Отримані співвідношення обґрунтовують вибір розрахункових параметрів елементів перетворювача при роботі в усіх проаналізованих режимах роботи, зокрема в режимі DCM та поблизу його границь, використання якого сприяє зменшенню динамічних втрат енергії перетворювача завдяки перемикаючому його транзисторів за нульових струмів.
4. Наявність підрежимів CISM або IISM залежить виключно від параметра τ_1^* , пов'язаного з індуктивністю індуктора та не залежить від τ_{C1}^* , пов'язаного з ємністю конденсатора перетворювача.
5. Урахування характеру живлення індуктора – CISM та IISM – дає змогу уточнити розрахунок параметрів інвертуючого перетворювача постійної напруги. Розрахунок перетворювача без такого врахування збільшує похибку фактичного визначення коефіцієнта пульсації вихідної напруги в декілька разів залежно від співвідношення $\tau_1^* = L1/R_H T$: чим більше τ_1^* , тим більше похибка розрахунку. Цей факт пов'язаний із прямою залежністю величини діапазону існування підрежимів CISM та IISM в зоні комутації від співвідношення τ_1^* за фіксованого значення τ_{C1}^* .

Фінансується за держбюджетною темою "Розвиток теорії та принципів побудови енергоефективних високо-частотних напівпровідникових перетворювачів модульної структури для потужних систем живлення електротехнологічного обладнання з нестационарним навантаженням" (Джерело-4), державний реєстраційний номер роботи 0124U00039. КПКВК 6541030.

1. M. B. Camara, H. Gualous, F. Gustin, A. Berthon, and B. Dakyo. DC/DCconverter design for super capacitor and battery power management in hybrid vehicle applications-polynomial control strategy. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2010. Vol. 57. No 2. Pp. 587–597.
2. 2.Khaligh, C. Jian, and L. J. Young. A multiple-input dc–dc converter topology. *IEEE Trans. Power Electron.* 2009. Vol. 24. No 5. Pp. 862–868.
3. X. Zhou, Q. He. Modeling and simulation of buck-boost converter with voltage feedback control. *Proc. MATEC Web Conf.* 2015. Vol. 31. Pp. 5–9.
4. G. S. Deaecto, J. C. Geromel, F. S. Garcia, J. A. Pomilio. Switched affine systems control design with application to dc–dc converters. *IET Control Theory Appl.* 2010. Vol. 4. No 7. Pp. 1201–1210.
5. K. Rouzbehi, A. Miranian, J. M. Escano, E. Rakhshani, N. Shariati E. Pouresmaeil. A data-driven based voltage control strategy for DC–DC converters: Application to DC microgrid. *Electronics.* 2019. Vol. 8. No 5. P. 493.
6. C. Zhang, Z. Liao, M. Yang. Research on soft start method for buck–boost bi-directional dc–dc converter of fuel cell power system. *Proc. PACCS.* 2009. Pp. 326–329.

7. K. Prag, M. Woolway, T. Celik. Data-Driven Model Predictive Control of DC-to-DC Buck-Boost Converter. *IEEE Access*, 2021. Vol. 9. Pp. 101902–101915. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3098169>
8. Derick Mathew, Rani Chinnappa Naidu. Investigation of single-stage transformerless buck–boost microinverters. *IET Power Electron.* 2020. Vol. 13. Iss. 8. Pp. 1487–1499.
9. Hamood-Ur-Rehman, Nisar Ahmed, Hadeed Ahmed Sher, Ahmed Al-Durra, Hany M. Hasanien. Comprehensive analysis and design of a switched-inductor type low inductance-requirement DC-DC buck-boost converter for low power applications. *IET Power Electron.* 2023. Iss. 16. Pp. 1239–1254.
10. M. Veerachary, M. R. Khuntia. Design and Analysis of Two-Switch-Based Enhanced Gain Buck–Boost Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2022. Vol. 69. No 4, Pp. 3577–3587. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2021.3071696>
11. A. Cavallo, G. Caciello, A. Russo. Buck-Boost Converter Control for Constant Power Loads in Aeronautical Applications. *IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*, Miami, FL, USA, 2018. Pp. 6741–6747. DOI: <https://doi.org/10.1109/CDC.2018.8619505>
12. Rana N, Kumar M, Ghosh A, Banerjee S. A novel interleaved tri-state boost converter with lower ripple and improved dynamic response. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2017. Iss. 65(7). Pp. 5456–65.
13. Danish Iqbal, Muhammad Siddique, Akmal Chaudhary, M Kamran Liaqat bhatti, Abdul Sattar Malik, Muhammad Abrar, Mujahid Hussain. Novel Concept of Reducing OVR at the Output of SEPIC Converter using Programmable Capacitors. *International Journal on Electrical Engineering and Informatics*. 2021. Vol. 13. No 2. Pp. 477–494.
14. Ebrahim Babaei, Azadeh Mofidi, Sara Laali. Analysis of the Transformerless Boost DC-DC Converter with High Voltage Gain in Different Operating Modes and Critical Inductance Calculations. *Bulletin of Electrical Engineering and Informatics*. 2015. Vol. 4. No 2. Pp. 136–146.
15. Wei Hu, Fangying Zhang, Yawu Xu, Xinbing Chen. Output Voltage Ripple Analysis and Design Considerations of Intrinsic Safety Flyback Converter Based on Energy Transmission Modes. *Journal of Power Electronics*. 2014. Vol. 14. No 5. Pp. 908–917.
16. Руденко Ю.В. Способ усреднения модели импульсных преобразователей постоянного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 3. С. 42–48.
17. Руденко Ю.В. Усреднение модели двухтактного преобразователя постоянного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 1. С. 37–46.
18. 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.
19. Руденко Ю.В. Використання методу усереднення для аналізу перетворювачів постійної напруги в режимах переривчастих струмів в індуктивних елементах. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*, 2020. Вип. 57. С. 55–64.
20. Руденко Ю.В. Розрахунок перетворювачів постійної напруги в режимах переривчастої провідності з використанням методу усереднення на основі теорем Лагранжа. *Технічна електродинаміка*. 2023. № 4. С. 19–25.

CALCULATION OF THE BUCK-BOOST DC CONVERTER TAKING INTO ACCOUNT THE OPERATION MODES BY AVERAGING METHOD

Yu.V. Rudenko, D.V. Martynov

Institute of electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Beresteyskyi ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine
e-mail: rudenko@ied.org.ua

Electromagnetic processes in the buck-boost dc converter are investigated with respect to operating modes using the averaging method based on Lagrange theorems. In the continuous conduction mode (CCM), two internal submodes are considered: incomplete inductor supply mode (IISM) and complete inductor supply mode (CISM) depending on the ratio of the load direct current and minimum inductor current value. Analytical expressions are obtained for calculating the average and ripple values of currents and voltages in the reactive elements of converter, as well as their ripple coefficients for each of the operating modes and submodes. The limiting values of the converter parameters between CISM and IISM submodes in the commutation range are calculated and established. Taking into account the specified submodes allows for more precise calculation of the parameters of buck-boost dc converter. The results of simulation modeling of processes in converter confirmed the validity of the developed analytical relations. Ref. 20, fig. 5, table 2.

Keywords: buck-boost dc converter, energy transfer modes, output voltage ripple, state-space averaging method.

1. M. B. Camara, H. Gualous, F. Gustin, A. Berthon, and B. Dakyo. DC/DC converter design for super capacitor and battery power management in hybrid vehicle applications-polynomial control strategy. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2010. Vol. 57. No 2. Pp. 587–597.
2. Khaligh, C. Jian, and L. J. Young. A multiple-input dc–dc converter topology. *IEEE Trans. Power Electron.*, 2009. Vol. 24. No 5. Pp. 862–868.

3. X. Zhou, Q. He. Modeling and simulation of buck-boost converter with voltage feedback control. *Proc. MATEC Web Conf.* 2015. Vol. 31. Pp. 5–9.
4. G. S. Deaecto, J. C. Geromel, F. S. Garcia, J. A. Pomilio. Switched affine systems control design with application to dc–dc converters. *IET Control Theory Appl.* 2010. Vol. 4. No 7. Pp. 1201–1210.
5. K. Rouzbehi, A. Miranian, J. M. Esgañó, E. Rakhshani, N. Shariati E. Pouresmaeil. A data-driven based voltage control strategy for DC–DC converters: Application to DC microgrid. *Electronics*. 2019. Vol. 8. No 5. P. 493.
6. C. Zhang, Z. Liao, M. Yang. Research on soft start method for buck–boost bi-directional dc–dc converter of fuel cell power system. *Proc. PACCS*. 2009. Pp. 326–329.
7. K. Prag, M. Woolway, T. Celik. Data-Driven Model Predictive Control of DC-to-DC Buck-Boost Converter. *IEEE Access* 2021, vol. 9, Pp. 101902–101915. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3098169>
8. Derick Mathew, Rani Chinnappa Naidu. Investigation of single-stage transformerless buck–boost microinverters. *IET Power Electron.* 2020, Vol. 13. Iss. 8. Pp. 1487–1499.
9. Hamood-Ur-Rehman, Nisar Ahmed, Hadeed Ahmed Sher, Ahmed Al-Durra, Hany M. Hasanien. Comprehensive analysis and design of a switched-inductor type low inductance-requirement DC-DC buck-boost converter for low power applications. *IET Power Electron.* 2023. Iss. 16. Pp. 1239–1254.
10. M. Veerachary, M. R. Khuntia. Design and Analysis of Two-Switch-Based Enhanced Gain Buck–Boost Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2022, Vol. 69. No 4. Pp. 3577–3587. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2021.3071696>
11. A. Cavallo, G. Cancellio, A. Russo. Buck-Boost Converter Control for Constant Power Loads in Aeronautical Applications. *IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*, Miami, FL, USA, 2018. Pp. 6741–6747. DOI: <https://doi.org/10.1109/CDC.2018.8619505>
12. Rana N, Kumar M, Ghosh A, Banerjee S. A novel interleaved tri-state boost converter with lower ripple and improved dynamic response. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2017. Iss. 65(7). Pp. 5456–65.
13. Danish Iqbal, Muhammad Siddique, Akmal Chaudhary, M Kamran Liaqat bhatti, Abdul Sattar Malik, Muhammad Abrar, Mujahid Hussain. Novel Concept of Reducing OVR at the Output of SEPIC Converter using Programmable Capacitors. *International Journal on Electrical Engineering and Informatics*. 2021. Vol. 13. No 2. Pp. 477–494.
14. Ebrahim Babaei, Azadeh Mofidi, Sara Laali. Analysis of the Transformerless Boost DC-DC Converter with High Voltage Gain in Different Operating Modes and Critical Inductance Calculations. *Bulletin of Electrical Engineering and Informatics*. 2015. Vol. 4. No 2. Pp. 136–146.
15. Wei Hu, Fangying Zhang, Yawu Xu, Xinbing Chen. Output Voltage Ripple Analysis and Design Considerations of Intrinsic Safety Flyback Converter Based on Energy Transmission Modes. *Journal of Power Electronics*. 2014. Vol. 14. No 5. Pp. 908–917.
16. Rudenko Yu. Mode of averaging of pulse DC converter model. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 3. Pp. 42–48.
17. Rudenko Yu. Averaging of push-pull DC converter model. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 1. Pp. 37–46.
18. 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.
19. Rudenko Yu. Application of the average method for analysis of DC voltage converters with interrupted currents in inductive elements. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2020. No 57. Pp. 55–64.
20. Rudenko Yu. Calculation of dc converters in discontinuous conduction mode using the averaging method based on Lagrange theorem. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2023. No 4. Pp. 19–25.

Надійшла: 18.02.2025

Прийнята: 03.04.2025

Submitted: 18.02.2025

Accepted: 03.04.2025