НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

УДК 621.314

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.044>

МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСІВ НА ОСНОВІ УСЕРЕДНЕННЯ В ПРОСТОРІ СТАНІВ У ПІДВИЩУВАЛЬНОМУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ З МАГНІТОПОВ'ЯЗАНИМИ ЕЛЕМЕНТАМИ

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

Розглянуто особливості методу усереднення в просторі станів із використанням теорем Лагранжа для розрахунку процесів у підвищувальному перетворювачі з магнітопов'язаними елементами (з автотрансформаторним включенням дроселя) у режимі безперервних струмів. Розроблено математичну модель перетворювача в базисі відносних змінних, яка дає можливість розраховувати процеси в широкому діапазоні параметрів з урахуванням ступеня магнітного зв'язку між індуктивними елементами, включно з визначенням постійних та пульсаційних складових. Показано, що для отримання повної системи алгебраїчних рівнянь як математичної моделі перетворювачів, чим забезпечується її єдиний розв'язок, доцільно додатково використовувати співвідношення згідно з балансом енергії в реактивних елементах в усталеному режимі на інтервалах роботи перетворювача за період комутації. Розраховано граничні залежності параметрів підвищувального перетворювача з магнітопов'язаними елементами між режимами переривчастих та безперервних струмів. Проведено дослідження відносних характеристик перетворювача, які демонструють вплив неідеальності магнітного зв'язку в зоні регулювання відносної тривалості інтервалу комутації. Бібл. 21, рис. 6.

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

Однотактні напівпровідникові перетворювачі постійної напруги мають широке застосування в завданнях регулювання параметрів електричної енергії. Одним із різновидів найбільш розповсюджених схем перетворювачів із накопичувальним індуктивним елементом (понижувальних, підвищувальних, інвертуючих) є структури з автотрансформаторним включенням дроселя, у якому його обмотки є магнітопов'язаними. Виконання дроселя у вигляді магнітопов'язаних індуктивних елементів із відпайкою від загальної точки дає змогу зменшувати або збільшувати напругу на силових ключах перетворювача у порівнянні з найпростішими типами пристроїв з однообмотковим дроселем. Це дає можливість використовувати, наприклад, підвищувальні перетворювачі з автотрансформаторним включенням дроселя в завданнях високовольтного електроживлення з коефіцієнтом передачі за напругою набагато більшим, ніж у разі використання однообмоткового дроселя. Одночасно таке застосування забезпечує можливість використання в цих перетворювачах відносно низьковольтних силових транзисторних ключів, забезпечуючи у такий спосіб простоту структури та енергоефективність і надійність пристрою.

Важливим завданням під час проектування перетворювачів є аналіз електромагнітних процесів у них, що дає можливість обґрунтованого вибору параметрів їхніх елементів. Серед наявних чисельних методів аналізу [1–13] найбільш продуктивними є аналітичні методи через можливість застосування процедур математичного аналізу під час дослідження процесів. Одним з ефективних аналітичних методів аналізу є метод усереднення в просторі станів на основі використання теорем Лагранжа [14–18]. Цей метод, на відміну від інших, дає змогу визначати не тільки середні та пульсаційні складові усталеного процесу в перетворювачі, але й тривалості інтервалів постійності його структури. Перевагами такого методу також є значне зменшення кількості обчислювальних процедур, можливість урахування багатointерваль-

ності процесу з більшою ніж два кількістю інтервалів, урахування взаємозв'язків індуктивних елементів, включно зі ступенем їхнього зв'язку та ін.

У роботі [18] із використанням методу усереднення на основі теорем Лагранжа розроблено математичну модель підвищувального перетворювача з автотрансформаторним включенням дроселя за умови переривчастих струмів дроселя на етапі віддачі енергії. Проте, як показує аналіз процесів у таких пристроях, у режимах безперервних струмів дроселя на етапі віддачі енергії за наявності неідеального магнітного зв'язку між його обмотками в роботі перетворювача виникає додатковий інтервал постійності структури на початку стадії відкритого стану силового транзистора. Під час цього інтервалу залишок енергії в одній з обмоток дроселя і далі зменшується до нуля через відкритий відповідний вихідний діод, що впливає на характеристики перетворювача. Це зумовлює необхідність урахування вказаних особливостей режимів роботи такого класу перетворювачів під час розрахунків процесів у них. Тому **метою** цієї роботи є розробка математичної моделі напівпровідникового перетворювача з магнітопов'язаними елементами на прикладі підвищувального перетворювача за умови безперервних струмів з урахуванням неідеальності магнітного зв'язку між ними.

Розглянемо структурну схему підвищувального перетворювача з магнітопов'язаними дроселями на рис. 1. У структурній схемі вказані дроселі позначено індуктивними елементами з індуктивностями $L1$ і $L2$. Схема також містить у собі силовий транзистор $VT1$, силовий діод $VD1$, вихідний конденсатор $C1$. Під час виконання аналізу процесів у перетворювачі прийемо такі припущення: силові перемикальні елементи (транзистор і діод) є ідеальними ключами, час їхнього перемикання дорівнює нулю; активні опори обмоток дроселів і внутрішній опір джерела електроживлення дорівнюють нулю; між дроселями $L1$ і $L2$ перетворювача забезпечується магнітний зв'язок із коефіцієнтом K_{36} ; процеси в перетворювачі на інтервалі віддачі енергії в навантаження протікають у режимі безперервних струмів дроселя на інтервалі віддачі енергії в навантаження. Часові діаграми процесів у перетворювачі зображено на рис. 2.

Рис. 1

На рисунку показано діаграми струму i_1 дроселя $L1$, струму i_2 дроселя $L2$, струму i_{VT} транзистора $VT1$ та сумарної напруги u_L на двох магнітопов'язаних дроселях $L1-L2$. На цих діаграмах виділено інтервал накопичення енергії дроселем $L1$ тривалістю T_H , що відповідає відкритому стану транзистора $VT1$, та інтервал віддачі цієї енергії в навантаження тривалістю $T_B = T - T_H$, де T – період робочої частоти комутації перетворювача.

За неідеального магнітного зв'язку між дроселями $L1$ і $L2$ та у випадку, коли на початку відкритого стану транзистора $VT1$ струм i_2 не досяг нульового значення (режим безперервних струмів дроселя), після відкриття $VT1$ на інтервалі накопичення струм i_2 продовжує зменшуватись до нуля, зумовлюючи появу додаткового інтервалу постійності структури перетворювача. На цьому інтервалі тривалістю T_P струм i_1 має дві складові: струм i_2 через відкритий діод $VD1$ та струм $i_3 = i_{VT}$ через транзистор $VT1$. Після досягнення струмом i_2 нульового значення, діод $VD1$ закривається, а струм i_1 і далі протікає через транзистор $VT1$ до його закриття та закінчення інтервалу накопичення. На рис. 2 також позначено: ΔI_{11} , ΔI_{21} – прирости струму i_1 та i_2 на інтервалі накопи-

Рис. 2

чення енергії тривалістю T_P , ΔI_{12} – приріст струму i_1 на інтервалі накопичення тривалістю $(T_H - T_P)$, ΔI_{13} , ΔI_{23} – прирости струму i_1 та i_2 на інтервалі віддачі енергії T_B , причому $\Delta I_{23} = \Delta I_{13}$.

Вказаним інтервалам роботи перетворювача відповідають схеми заміщення, які зображено на рис. 3: схема заміщення для інтервалів накопичення тривалістю T_P (рис. 3, а) та тривалістю $(T_H - T_P)$ (рис. 3, б), а також схема заміщення для інтервалу віддачі енергії тривалістю $T_B = T - T_H$ (рис. 3, в). У цих схемах, зокрема, на рис. 3, а, враховано еквівалентну схему заміщення магнітопов'язаних елементів $L1$, $L2$, для якої введено параметр взаємної індуктивності між ними $M = K_{36} \sqrt{L1L2}$, де K_{36} – коефіцієнт магнітного зв'язку [19, 20]. Як показано в роботі [21], одним з ефективних шляхів спрощення математичних моделей перетворювачів є введення припущення про те, що за достатньо великих значень ємності конденсатора $C1$ прирости напруги конденсатора на інтервалах дорівнюють нулю $\Delta U_C = 0$, а середні значення напруги на інтервалах є однаковими та рівними постійній величині U_C . Таке припущення є коректним через те, що великі значення ємності конденсатора зазвичай використовується для зменшення пульсацій (максимальної амплітуди змінної складової) вихідної напруги перетворювача. Причому меншим пульсаціям напруги на конденсаторі відповідають ще менші прирости цієї напруги на інтервалах. Реалізацію припущення про $\Delta U_C = 0$ під час аналізу процесів доцільно здійснювати шляхом введення ідеального джерела постійної ЕРС з напругою U_C замість конденсатора у вихідному колі схем заміщення перетворювача, що й відображено на рис. 3.

Рис. 3

Відповідно до методу усереднення в просторі станів [17] складемо диференціальні рівняння, що описують процеси в схемах заміщення для вказаних інтервалів постійності структури перетворювача.

На першому інтервалі T_P запишемо:

$$\begin{aligned} (L1 + M) \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_3}{dt} &= U_{6x}; \\ (L1 + M) \frac{di_1}{dt} + (L2 + M) \frac{di_2}{dt} + U_C &= U_{6x}, \end{aligned}$$

де $i_3 = i_1 - i_2$

На інтервалі тривалістю $(T_H - T_P)$ маємо:

$$L1 \frac{di_1}{dt} = U_{6x}.$$

На інтервалі віддачі енергії T_B :

$$(L1 + L2 + 2M) \frac{di_1}{dt} + U_C = U_{6x}.$$

Використовуючи метод усереднення в просторі станів на основі теорем Лагранжа, перейдемо до алгебраїчної системи з усередненими змінними щодо струмів i_1 , i_2 , приймаючи до уваги знак приросту функцій змінних станів на інтервалах (рис. 2):

$$L1 \frac{\Delta I_{11}}{T_P} - M \frac{\Delta I_{21}}{T_P} = U_{6x}; \quad (1)$$

$$(L1 + M) \frac{\Delta I_{11}}{T_P} - (L1 + M) \frac{\Delta I_{21}}{T_P} + U_C = U_{6x}; \quad (2)$$

$$L1 \frac{\Delta I_{12}}{T_H - T_P} = U_{ex}; \quad (3)$$

$$-(L1 + L2 + 2M) \frac{\Delta I_{13}}{T - T_H} + U_C = U_{ex}, \quad (4)$$

де $\Delta I_{23} = \Delta I_{13}$.

Отримана система з чотирьох алгебраїчних рівнянь (1) – (4) має шість невідомих змінних ΔI_{11} , ΔI_{21} , ΔI_{12} , ΔI_{13} , U_C , T_P за інших заданих параметрів і тому має безліч розв'язків щодо цих змінних. Для приведення цієї системи до вигляду, коли кількість рівнянь дорівнює кількості змінних, що дає змогу отримання єдиного розв'язку системи, її необхідно доповнити ще двома рівняннями. Першою умовою, яку доцільно використати, є умова рівності нулю сумарної вольт-секундної площі різнополярної напруги u_L на двох магнітопов'язаних дроселях $L1$ - $L2$ на інтервалах комутації за період в усталеному режимі (рис. 2):

$$U_{LB} T_{BP} = U_{LHP} T_{HP}, \quad (5)$$

де U_{LB} – рівень напруги на дроселі $L1$ - $L2$ на інтервалі віддачі енергії, U_{LHP} – рівень напруги на дроселі $L1$ - $L2$ на інтервалі накопичення енергії, $T_{BP} = T - T_H + T_P$, $T_{HP} = T_H - T_P$.

Записуючи більш докладно цю умову (5), дістанемо такий вираз з урахуванням нульової напруги самоіндукції на дроселі $L2$ на етапі накопичення енергії ($T_H - T_P$) та рівності напруги на ньому тільки величині ЕРС взаємної індукції з боку дроселя $L1$:

$$\left(L1 \frac{di}{dt} \Big|_{T_{BP}} + 2M \frac{di}{dt} \Big|_{T_{BP}} + L2 \frac{di}{dt} \Big|_{T_{BP}} \right) \cdot (T - T_H + T_P) = \left(L1 \frac{di}{dt} \Big|_{T_{HP}} + M \frac{di}{dt} \Big|_{T_{HP}} \right) \cdot (T_H - T_P),$$

і далі

$$(L1 + L2 + 2M) \left(\frac{\Delta I_{13}}{T - T_H} \right) (T - T_H + T_P) = \left(L1 \frac{\Delta I_{12}}{T_H - T_P} + M \frac{\Delta I_{12}}{T_H - T_P} \right) (T_H - T_P),$$

або

$$(L1 + L2 + 2M) \left(\frac{\Delta I_{13}}{T - T_H} \right) (T - T_H + T_P) = (L1 + M) \Delta I_{12}. \quad (6)$$

Другою умовою для доповнення системи (1) – (4) є рівняння для середнього струму навантаження $I_{\tilde{N}D} = U_C / R_f$, який визначається середнім струмом i_2 діода $VD1$ за період комутації в усталеному режимі, коли середній струм конденсатора $C1$ дорівнює нулю (рис.2):

$$\frac{\Delta I_{21} T_P}{2T} + \frac{\Delta I_{13} (T - T_H)}{2T} + \frac{\Delta I_{21} (T - T_H)}{T} = \frac{U_C}{R_H}. \quad (7)$$

Отже, отримана система (1) – (4), (6), (7) має однакову кількість рівнянь з кількістю невідомих змінних ΔI_{11} , ΔI_{21} , ΔI_{12} , ΔI_{13} , U_C , T_P та дає можливість отримання єдиного розв'язку. Проведені дослідження показали, що процедура доповнення системи рівнянь додатковими співвідношеннями після усереднення змінних у вихідних диференціальних рівняннях процесів у перетворювачі є необхідним та достатнім етапом для формування повної системи алгебраїчних рівнянь з єдиним розв'язком у процесі застосування методу усереднення на основі теорем Лагранжа. Як свідчить практика застосування вказаного методу в цій роботі та в роботах [16–18, 21], додатковими співвідношеннями можуть слугувати вирази, що витікають з умови рівності нулю в усталеному режимі сумарних вольт-секундних площ напруги на індуктивних накопичувальних елементах за період комутації та сумарних ампер-секундних площ струму на вихідних конденсаторах у колі навантаження за період комутації перетворювача. Перша умова дає змогу записати співвідношення між незалежними змінними стану, виходячи безпосередньо з рівності нулю сумарних вольт-секундних площ різнополярної напруги на індуктивному елементі за період комутації. Друга умова дає можливість сформулювати співвідношення для середнього струму навантаження, вираженого через середній

струм, що надходить у коло навантаження з урахуванням нульового середнього за період струму конденсатора згідно з цією умовою.

Помітимо під час аналізу, що у виразах системи (1) – (4), (6), (7) можна зробити такі підставлення:

$$L1 + M = L1 + L1 \frac{K_{36}}{K_{TP}} = L1 \cdot \alpha ; \quad L1 + L2 + 2M = L1 + \frac{L1}{K_{TP}^2} + 2L1 \frac{K_{36}}{K_{TP}} = L1 \cdot \beta ,$$

$$L2 + M = \frac{L1}{K_{TP}^2} + L1 \frac{K_{36}}{K_{TP}} = L1 \cdot \lambda , \quad \text{де} \quad \alpha = (K_{TP} + K_{36})/K_{TP} , \quad \beta = (K_{TP}^2 + 2K_{36}K_{TP} + 1)/K_{TP}^2 ,$$

$\lambda = (1 + K_{TP}K_{36})/K_{TP}^2$, $K_{TP} = \sqrt{L1/L2}$ – коефіцієнт трансформації. Тому з урахуванням наведених зауважень запишемо повну систему алгебраїчних рівнянь після операції усереднення в такому вигляді:

$$L1 \frac{\Delta I_{11}}{T_P} - L1 \frac{K_{36}}{K_{TP}} \frac{\Delta I_{21}}{T_P} = U_{ex} ; \quad (8)$$

$$\alpha L1 \frac{\Delta I_{11}}{T_P} - \lambda L1 \frac{\Delta I_{21}}{T_P} + U_C = U_{ex} ; \quad (9)$$

$$L1 \frac{\Delta I_{12}}{T_H - T_P} = U_{ex} ; \quad (10)$$

$$-\beta L1 \frac{\Delta I_{13}}{T - T_H} + U_C = U_{ex} ; \quad (11)$$

$$\beta \left(\frac{\Delta I_{13}}{T - T_H} \right) (T - T_H + T_P) = \alpha \Delta I_{12} ; \quad (12)$$

$$\frac{\Delta I_{21} T_P}{2T} + \frac{\Delta I_{13} (T - T_H)}{2T} + \frac{\Delta I_{21} (T - T_H)}{T} = \frac{U_C}{R_H} . \quad (13)$$

Перетворимо отримані вирази (8) – (13) у систему з відносними змінними. Для цього введемо такі позначення: $\gamma = T_i / \dot{O}$ – відносна тривалість інтервалу накопичення T_H , $\gamma_P = T_P / T$ – відносна тривалість інтервалу T_P , $\tau^* = L1/R_H T$ – відносна стала часу контуру $L1R_H$ та відносні змінні: $I_{11}^* = \Delta I_{11}/I_{HCP}$, $I_{21}^* = \Delta I_{21}/I_{HCP}$, $I_{12}^* = \Delta I_{12}/I_{HCP}$, $I_{13}^* = \Delta I_{13}/I_{INB}$, $U_{II}^* = U_{ex}/I_{HCP}R_H$.

Для подальших перетворень необхідно всі члени рівнянь (8) – (11) розділити на величину $U_C = I_{CPH}R_H$, а члени рівнянь (12) – (13) – розділити на I_{HCP} . У такому разі, з огляду на вищенаведені позначення, можна перейти до системи рівнянь із відносними змінними:

$$\tau^* \frac{I_{11}^*}{\gamma_P} - \tau^* \frac{K_{36}}{K_{TP}} \frac{I_{21}^*}{\gamma_P} = U_{II}^* ; \quad (14)$$

$$\alpha \tau^* \frac{I_{11}^*}{\gamma_P} - \lambda \tau^* \frac{I_{21}^*}{\gamma_P} + 1 = U_{II}^* ; \quad (15)$$

$$\tau^* \frac{I_{12}^*}{\gamma - \gamma_P} = U_{II}^* ; \quad (16)$$

$$-\beta \tau^* \frac{I_{13}^*}{1 - \gamma} + 1 = U_{II}^* ; \quad (17)$$

$$\beta I_{13}^* \frac{1-\gamma+\gamma_P}{1-\gamma} = \alpha I_{12}^*; \quad (18)$$

$$\frac{I_{21}^* \gamma_P}{2} + \frac{I_{13}^* (1-\gamma)}{T} + I_{21}^* (1-\gamma) = 1. \quad (19)$$

Отримана система з відносними змінними (14) – (19) дає змогу розраховувати середні та пульсаційні складові процесів у підвищувальному перетворювачі з магнітопов'язаними елементами в режимі безперервних струмів, визначати його регульовальні та навантажувальні характеристики з урахуванням ступеня магнітного зв'язку між елементами. Проте, у разі розрахунків указаних характеристик за допомогою системи (14) – (19), необхідним є визначення області параметрів перетворювача, в якій струми дроселя на інтервалі віддачі енергії здобувають безперервний характер.

Для отримання такої інформації розглянемо граничне співвідношення, коли сума відносної тривалості інтервалів накопичення та віддачі енергії дорівнює одиниці:

$$\frac{T_H}{T} + \frac{T_B}{T} = 1$$

Використовуючи для спрощення аналітичний вираз величини тривалості інтервалу віддачі енергії, отриманий у роботі [18], запишемо вищенаведене співвідношення в такому вигляді:

$$\gamma + \frac{\beta \tau^*}{\gamma \alpha} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2\gamma^2 \alpha^2}{\beta \tau^*}} \right) = 1. \quad (20)$$

Співвідношення (20) визначає границю між областями параметрів $\tau^* = L1/R_H T$ підвищувального перетворювача з магнітопов'язаними елементами, які відповідають режимам переривчастих та безперервних струмів у зоні регулювання γ . Графічне зображення границь указаних областей залежно від коефіцієнта трансформації K_{TP} показано на рис. 4, а при $K_{зв} = 1$. Область параметрів τ^* , що лежить вище наведених графічних границь, відповідає безперервним струмам на етапі віддачі енергії. Залежність цих границь областей параметрів від коефіцієнта магнітного зв'язку $K_{зв}$ є незначною, тому вона показана на рис. 4, б для ілюстрації лише для $K_{TP} = 0,05$. Як свідчить рис. 4, а, максимальне значення області переривчастих струмів знаходиться за малих величин відносної тривалості інтервалу накопичення $\gamma < 0,25$. Причому збільшення коефіцієнта трансформації втричі – від $K_{TP} = 0,05$ до $K_{TP} = 0,15$ – зумовлює збільшення максимального граничного значення τ^* майже в п'ять разів.

Важливим здобутком розробленої математичної моделі перетворювача (14) – (19) є отримання аналітичного інструменту для розв'язання багатьох задач дослідження параметрів пристрою. Такими задачами можуть бути: розрахунок регульовальних, навантажувальних характеристик перетворювача, визначення максимальних пульсаційних та абсолютних значень напруг і струмів в його елементах та інші. Для ілюстрації можливостей отриманої ма-

Рис. 4

тематичної моделі підвищувального перетворювача з магнітопов'язаними елементами розглянемо визначення співвідношень між вихідною та вхідною напругами U_C/U_{ex} , між вихідною напругою та напругою на силовому транзисторі U_C/U_{KE} , співвідношення між максимальним струмом силового транзистора $VT1$ і максимальним струмом діода $VD1$ щодо вихідного струму перетворювача I_{VTm}/I_{HCP} , I_{VDm}/I_{HCP} у зоні регулювання γ залежно від коефіцієнта зв'язку $K_{зв}$.

Співвідношення U_C/U_{ex} визначимо через відносну змінну $U_{\Pi}^* = U_{ex}/I_{HCP}R_H$ системи (14) – (19):

$$U_C/U_{ex} = 1/U_{\Pi}^*.$$

Під час визначення співвідношення U_C/U_{KE} скористаємося виразом для напруги U_{KE} на закритому силовому транзисторі $VT1$ згідно зі схемою заміщення рис. 3, в на інтервалі віддачі енергії:

$$U_{KE} = U_{ex} + \frac{L1\alpha\Delta I_{13}}{T - T_H}.$$

Розділивши кожний член цього виразу на величину напруги $U_C = I_{HCP}R_H$, запишемо у відносних змінних:

$$\frac{U_{KE}}{U_C} = U_{\Pi}^* + \frac{\tau^* \alpha I_{13}^*}{1 - \gamma}.$$

Для отримання виразів, що визначають відносні значення максимальних струмів у транзисторі $VT1$ і діоді $VD1$, скористаємось часовими діаграмами струмів на рис. 2. Використовуючи відомі після розв'язання системи (8) – (13) прирости струмів на інтервалах ΔI_{21} , ΔI_{12} , ΔI_{13} можна записати максимальне значення струму транзистора з урахуванням середньої та пульсаційної складової

$$I_{VTm} = \Delta I_{21} + \Delta I_{11} + \Delta I_{12},$$

та максимальне значення струму діода

$$I_{VDm} = \Delta I_{21} + \Delta I_{13}.$$

З використанням відносних змінних після розв'язання системи (14) – (19) вказані співвідношення мають такий вигляд:

$$\frac{I_{VTm}}{I_{HCP}} = I_{21}^* + I_{11}^* + I_{12}^*,$$

$$\frac{I_{VDm}}{I_{HCP}} = I_{21}^* + I_{13}^*.$$

Графічні зображення вказаних залежностей у разі фіксованого коефіцієнта трансформації $K_{TP} = 0.032$ та відносної величини сталої часу контуру $L1R_H$ перетворювача $\tau^* = 11 \times 10^{-4}$ показано на рис. 5. За вказаних значень K_{TP} і τ^* перетворювач функціонує в режимі безперервних струмів у індуктивних елементах на інтервалі віддачі енергії згідно з рис. 4, а, тому за таких параметрів для досліджень використано саме розроблену математичну модель (14) – (19).

Результати розрахунків показують значну залежність отриманих співвідношень від коефіцієнта зв'язку магнітопов'язаних індуктивних елементів перетворювача. Вказані результати є основою для обґрунтованого вибору ефективних параметрів елементів перетворювача, що забезпечують задані характеристики з урахуванням ступеня магнітного зв'язку між індуктивними елементами.

Рис. 5

Для ілюстрації впливу способу включення накопичувального дроселя в підвищувальному перетворювачі на співвідношення напруги на виході та на силовому транзисторі в зоні регулювання розглянемо приклад із такими параметрами перетворювача з магнітопов'язаними елементами (рис. 1): $U_{ex} = 300$ В, $L1 = 550$ мкГн, $L2 = 540$ мГн, $T = 50$ мкс, $R_H = 10$ кОм, $K_{38} = 0.9$. На рис. 6 наведено графічні залежності вихідної напруги U_c та напруги на силовому транзисторі U_{KE} , отримані в результаті розрахунку за допомогою розробленої математичної моделі (14) – (19). Розрахунки підтверджують, що на відміну від підвищувального перетворювача з однообмотковим накопичувальним дроселем його автотрансформаторне включення за схемою рис. 1 дає змогу обмежити для цього прикладу параметрів напругу на силовому транзисторі на рівнях до 1000 В та допускає використання напівпровідникових приладів із порівняно невеликою припустимою напругою за значних вихідних напруг, що набагато перевищують ці припустимі значення.

Достовірність отриманих у цій роботі результатів розрахунків підтверджено за допомогою імітаційного моделювання процесів у перетворювачі в указаних режимах з використанням пакету PSpice.

Рис. 6

Висновки. 1. Результати проведених у цій роботі досліджень у поєднанні з результатами попередніх робіт дали можливість обґрунтувати один із необхідних етапів методу усереднення на основі теорем Лагранжа, який спрямований на розроблення повної системи рівнянь як математичної моделі перетворювачів, що дає змогу отримання єдиного розв'язку системи. Цим етапом є формування додаткових співвідношень між незалежними змінними

згідно з балансом енергії в реактивних елементах в усталеному режимі на інтервалах роботи перетворювача за період комутації. В основі вказаного балансу енергії лежать умови, відповідно до яких вольт-секундні інтеграли функцій напруги на індуктивних накопичувальних елементах та ампер-секундні інтеграли функцій струму конденсаторів у вихідних колах перетворювача дорівнюють нулю за період комутації в усталеному режимі.

2. У процесі виконання роботи отримано математичну модель підвищувального перетворювача з магнітопов'язаними елементами в базисі відносних змінних. Отримана математична модель із відносними змінними дає змогу аналізувати властивості режимів пристрою, розраховувати параметри його елементів у широкому діапазоні величин, зокрема визначати пульсаційні та середні складові струмів та напруг у колах перетворювача з урахуванням ступеня магнітного зв'язку між індуктивними елементами.

3. Проведені розрахунки за допомогою розробленої математичної моделі підвищувального перетворювача показали, що навіть незначна неідеальність магнітного зв'язку між індуктивними елементами перетворювача ($0,9 < K_{зв} < 1$) у разі автотрансформаторного їхнього з'єднання зменшує коефіцієнт передачі за напругою більше ніж удвічі, зменшує співвідношення між вихідною напругою та напругою на силовому транзисторі майже в 1,5 раза, зменшує відносне амплітудне значення струму в силовому транзисторі та діоді майже удвічі в зоні великих відносних тривалостей інтервалів накопичення енергії $\gamma > 0,5$.

4. Отримана в цій роботі математична модель підвищувального перетворювача з магнітопов'язаними індуктивними елементами доповнює інструментарій для аналізу процесів методом усереднення на основі теорем Лагранжа, що дає змогу разом з розробленими в попередніх роботах моделями аналізувати процеси в таких пристроях у режимах як переривчастих, так і безперервних струмів в індуктивних елементах.

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. Ромашко В.Я. Дискретно-лінійні електричні ланцюги. Теорія та розрахунок. Київ: Аверс, 2005. 175 с.
2. Кириленко О.В., Жуйков В.Я., Денисюк С.П., Рибіна О.Б. Системи силової електроніки та методи їх аналізу. Київ: Текст, 2006. 488 с.
3. Мэк Р. Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению. М.:Додэка-XXI, 2008. 272 с.
4. Cuk S. Power electronics: Modelling, Analysis and Measurements (Vol.2). Create Space Independent Publishing Platform, USA, 2015. 272 p.
5. Makcimovich D., Stankovich A., Thottuvelil V., Verghese G. Modeling and Simulation of Power Electronic Converters. *IEEE Proceedings*, 2001. Vol. 89. Issue 6. Pp. 898 – 912.
6. 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.
7. Marian K. Kazimierczuk. Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters. John Wiley&Sons, Ltd, UK, 2016. 960 p.
8. Davoudi A., Jatskevich Ju., De Rybel T. Numerical State-Space Average-Value Modeling of PWM DC-DC Converters Operating in DCM and CCM. *IEEE Trans. on Power Electronics*. 2006. Vol. 21. Issue 4. Pp. 1003 – 1012.
9. Кадацкий А.Ф., Русу А.П. Математическая модель электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения с широтно-импульсным методом регулирования. *Наукові праці ОНАЗ ім. О.С.Попова*. 2004. №3. С. 10 – 16.
10. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. Москва: Техносфера, 2006. 632 с.
11. Артеменко М.Е., Артеменко Ар.М. Метод баланса амплитуд пульсационных функций для анализа и синтеза однотактных преобразователей постоянного напряжения. Киев: Аверс, 2004. 44 с.
12. Ромашко В.Я., Вербицкий Е.В. Применение разностных уравнений в системах упреждающего управления преобразователями постоянного тока. *Электроника и связь*. 2012. № 2. С. 23 – 27.
13. Жуйков В.Я., Денисюк С.П., Мельничук Г.В. Моделирование систем с перетворювачами електроенергії з циклічно-змінюваними параметрами. Київ: Наш формат, 2018. 165 с.
14. Руденко Ю.В. Способ усреднения модели импульсных преобразователей постоянного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2017. №3. С. 42–48.

15. Руденко Ю.В. Усреднение модели двухтактного преобразователя постоянного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 1. С. 37–46.
16. Руденко Ю.В. Особливості розрахунку напівпровідникових перетворювачів постійної напруги на основі усереднення в просторі станів. *Праці Інституту електродинаміки НАНУ*. 2020. Вип. 56. С. 64–71.
17. Руденко Ю.В., Щерба А.А. Аналіз багатоінтервальних процесів у напівпровідникових перетворювачах. Київ: Про Формат, 2020. 352 с.
18. Руденко Ю.В., Мартинов В.В. Дослідження процесів та вибір параметрів імпульсного підвищувального перетворювача з автотрансформаторним включенням дроселя. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2018. Вип. № 50. С. 79–83.
19. Зевеке Г.В., Ионкин П.А., Нетушил А.В., Страхов С.В. Основы теории цепей. М.: Энергоатомиздат, 1989. 114 с.
20. Сытников А.В. Основы электротехники. Москва: Курс, 2018. 288 с.
21. Руденко Ю.В. Використання методу усереднення для аналізу перетворювачів постійної напруги в режимах переривчастих струмів в індуктивних елементах. *Праці Інституту електродинаміки НАНУ*. 2020. Вип. 57. С. 55–64.

MODELING OF PROCESSES ON THE BASIS OF STATE SPACE AVERAGING IN BOOST CONVERTER WITH MAGNETICALLY COUPLED ELEMENTS

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 features of the state-space average method using Lagrange's theorems for calculation of processes in the boost converter with magnetically coupled elements (with autotransformer connection of inductors) in continuous currents mode are considered. A mathematical model of the converter based on relative variables has been developed, which makes it possible to calculate processes in a wide range of parameters taking into account the degree of magnetic coupling between inductive elements, including the definition of constant and pulsating components. It is shown that to obtain a complete system of the algebraic equations as a mathematical model of converters, which provides its single solution, it is advisable to additionally use the ratio according to energy balance in reactive elements in a steady state at the operation intervals of the converter during commutation period. The boundary dependences of boost converter parameters with magnetically coupled elements between the modes of discontinuous and continuous currents are calculated. The relative characteristics of the converter have been studied, which demonstrate the influence of imperfection of the magnetic coupling in the regulation zone of the relative duration value of switching interval. References 21, figures 6.

Keywords: methods for calculating and analyzing semiconductor converters, the average method in the state space, dc converters

1. Romashko V.Ya. Discrete-linear electrical circuits. Theory and calculation. Kyiv: Avers, 2005. 175 p. (Ukr)
2. Kyrylenko O.V., Zhuikov V.Ya., Denisyuk S.P., Rybina O.B. Power electronics systems and methods of their analysis. Kyiv: Text, 2006. 488 p.
3. Mack R. Switching power supplies. Theoretical foundations of design and guidance on practical application. M.: Dodeka-XXI, 2008. 272 p. (Rus)
4. Cuk S. Power electronics: Modelling, Analysis and Measurements (Vol.2). Create Space Independent Publishing Platform, USA, 2015. 272 p.
5. Makcimovich D., Stankovich A., Thottuvelil V., Verghese G. Modeling and Simulation of Power Electronic Converters. *IEEE Proceedings*, 2001. Vol. 89. Issue 6. Pp. 898–912. DOI: <https://doi.org/10.1109/5.931486>
6. 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. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2004.825339>
7. Marian K. Kazimierczuk. Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters. John Wiley & Sons, Ltd, UK, 2016. 960 p.
8. Davoudi A., Jatskevich Ju., De Rybel T. Numerical State - Space Average – Value Modeling of PWM DC-DC Converters Operating in DCM and CCM. *IEEE Trans. on Power Electronics*. 2006. Vol. 21. Issue 4. Pp. 1003–1012. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2006.876848>
9. Kadatsky A.F., Rusu A.P. Mathematical model of electrical processes in pulse DC converters with pulse-width control method. *Naukovi pratsi ONAZ im. O.S. Popova*. 2004. No 3. Pp. 10–16. (Rus)
10. Meleshin V.I. Transistor converter technique. Moskva: Technosphere, 2006. 632 p. (Rus)
11. Artemenko M.E., Artemenko Ar.M. Method of balance of amplitudes of pulsation functions for analysis and synthesis of single-cycle DC-DC converters. Kiev: Avers, 2004. 44 p. (Rus)

12. Romashko V.Y., Verbitsky E.V. Application of difference equations in systems of anticipatory control of DC converters. *Elektronika ta zv'iazok*. 2012. No 2. Pp. 23–27. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.20535/2312-1807.2012.17.2.220024>
13. Zhuikov V.Ya., Denisyuk S.P., Melnichuk G.V. Modeling of systems with power converters with cyclically variable parameters. Kyiv: Nash Format, 2018. 165 p. (Ukr)
14. 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>
15. Rudenko Yu.V. Averaging of push-pull DC converter model. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 1. Pp. 37–46. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.01.037>
16. Rudenko Yu.V. Features of calculation of DC semiconductor converters based on state space averaging. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2020. No 56. Pp. 64 – 71. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.56.064>
17. Rudenko Yu.V., Shcherba A.A. Analysis of multi-interval processes in semiconductor converters. Kyiv: Pro Format, 2020. 352 p. (Ukr) <https://doi.org/10.15407/publishing2020.56.064>
18. Rudenko Yu.V., Martinov V.V. Investigation of processes and selection of parameters for pulse boost converter with autotransformer inductor. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2018. No 50. Pp. 79–83. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2018.50.079>
19. Zeveke G.V., Ionkin P.A., Netushil A.V., Strakhov S.V. Fundamentals of circuit theory. Moskva: Energoatomizdat, 1989. 114 p. (Rus)
20. Sytnikov A.V. Fundamentals of electrical engineering. Moskva: Kurs, 2018. 288 p. (Rus)
21. Rudenko Yu.V. 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. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.57.055>

Надійшла: 29.03.2021

Received: 29.03.2021