

СИНТЕЗ ДВОКОНТУРНИХ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ НАПРУГОЮ РЕВЕРСИВНИХ ПІДВИЩУВАЛЬНИХ DC-DC ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

С.М. Пересада^{1*}, докт. техн. наук, Є.О. Ніконенко^{1**}, докт. філософії,
С.М. Ковбаса^{1***}, докт. техн. наук, О. Кузнецов², докт. техн. наук, А.Л. Лук'янчиков¹

¹ Національний технічний університет України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»,
пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна,

e-mail: sergei.peresada@gmail.com, evgeniy.nykonenko@gmail.com.

² Університет прикладних наук Міттелхессена,

Вільгельм-Лойшнер-штрассе 13 D, 61169, Фрідберг, Німеччина.

Розглянуто задачу синтезу та дослідження двоконтурних систем керування вихідною напругою реверсивних підвищувальних DC-DC перетворювачів. Модель таких перетворювачів є суттєво нелінійною і немінимально-фазовою, що не дає змоги за допомогою стандартних методів лінійної теорії керування досягти високих динамічних показників якості. Обґрунтовано новий метод синтезу та аналізу систем керування DC-DC перетворювачами, який базується на частковій лінеаризації зворотним зв'язком і подальшому використанні лінійних ПІ-регуляторів напруги і струму, завдяки чому формується результуюча структура системи керування у вигляді послідовного з'єднання двох лінійних асимптотичних стійких підсистем у контурі нелінійного зворотного зв'язку з білінійними властивостями. Лінеаризована система в околі траєкторій руху, які відповідають рівнянню балансу потужностей, набуває форми, що дає можливість використовувати теорію каскадних систем з розділенням у часі процесів у контурах регулювання. Для результуючої лінеаризованої структури запропоновано використовувати налаштування регуляторів з оптимізацією за «симетричним» оптимумом, що забезпечує не тільки стійкість, але й формування показників якості процесів, використовуючи для цього доступні для інженерів з керування методи. Бібл. 14, рис. 9.

Ключові слова: реверсивний DC-DC перетворювач, регулятор напруги, показники якості, струм навантаження.

Вступ. Реверсивні підвищувальні DC-DC перетворювачі (англ. “two-quadrant/bidirectional DC-DC buck-boost converters”) широко застосовуються задля підвищення постійної напруги в електричних транспортних засобах, системах накопичення енергії, джерелах живлення тощо [1, 2]. Системи керування силовими DC-DC перетворювачами мають забезпечувати задані динамічні характеристики і стійкість по відношенню до «великих» струмів навантаження, які наближені до критичних значень, виходячи з балансу потужностей. Проблема керування ускладнюється тим, що математична модель DC-DC перетворювачів є суттєво нелінійною і немінимально-фазовою у зв'язку з наявністю «правих» коренів в характеристичному поліномі лінеаризованої моделі.

Починаючи з 1990-х років, DC-DC та AC-DC перетворювачі визначили клас об'єктів керування, відомих як «комутовані силові перетворювачі». Теорія керування цим класом об'єктів була розроблена у значній кількості фундаментальних досліджень, узагальнення якої надано в [1–5] (див. літературу в них). Без перебільшення можна стверджувати, що було застосовано більшість методів сучасної теорії нелінійного керування як на основі розгляду усереднених координат [6], так і їхніх миттєвих значень. У багатьох рішеннях, наприклад, модельного предиктивного керування (Model Predictive Control) [7], досягаються високі динамічні показники, але динамічну поведінку важко передбачити, у тому числі неможливо наперед встановити границі стійкості, тому їх важко узагальнити. Методи керування на основі принципу пасивності [5, 8], а також другого методу Ляпунова [9] не дають змогу сформулювати наперед задані динамічні показники динаміки. В [10] показано, що існує лінеаризуючий зворотним зв'язком алгоритм, якщо оперувати у просторі енергетичних змінних стану: повна енергія в системі та миттєва потужність. Результуюча динамічна система при цьому лінійна і стійка в

межах забезпечення умов балансу потужностей. Практично таку систему не можна реалізувати, оскільки необхідно точно знати параметри елементів накопичення енергії: ємності ланки постійного струму і вхідної індуктивності для розрахунку регульованої енергії.

З аналізу літературних джерел випливає, що найбільш прийнятною з практичної точки зору є структура системи керування з касадно-з'єднаними контурами регулювання вхідного струму (внутрішній) і вихідної напруги (зовнішній), які мають різні модифікації лінійних ПП-регуляторів. Такі системи, де-факто відомі як 'стандартні', є достатньо робастними і просто реалізують обмеження внутрішніх змінних, а також прості в реалізації [2, 11–13]. Однак вони мають обмежений діапазон стійкості системи регулювання відносно струму навантаження, який залежить від параметрів перетворювача, вимагають використання великої ємності конденсатора для забезпечення динамічних показників якості. Низка регуляторів побудована на основі спрощеної моделі. Для більшості алгоритмів не доведено стійкість замкнених систем на основі моделі повного порядку і не досліджено відпрацювання обох напрямів струму навантаження. Відсутні рекомендації щодо налаштування систем керування для різних рівнів заданої напруги ланки постійного струму і струму навантаження.

Аналіз досліджень, які представлено в літературних джерелах, свідчить про те, що загально-визнаного рішення проблеми керування реверсивними DC-DC перетворювачами, яке забезпечує задані динамічні показники якості і в той же час має доступну для інженерів з керування процедуру налаштування з гарантованими показниками якості, до сих пір не розроблено. **Метою даної роботи** є розробка нового методу синтезу і аналізу двоконтурних касадних систем керування DC-DC перетворювачами, який передбачає часткову лінеаризацію зворотним зв'язком нелінійностей моделі перетворювача та надає можливість не тільки забезпечити стійкість, але й формувати показники якості керування на основі конструювання динаміки контурів регулювання із встановленням відповідного розділення у часі. Результати дослідження можуть розглядатися як внесок у загальну теорію керування комутуваними силовими перетворювачами.

Математична модель перетворювача, постановка задачі керування. Схему реверсивного DC-DC перетворювача напруги показано на рис. 1. Прийнято, що всі електричні елементи є лінійними, мають незмінні у часі параметри, транзистори є ідеальними ключами, які перемикаються симетрично так, щоб напруга ланки постійного струму підтримувалася на заданому рівні.

На рис. 1 позначено: V_{dc} , i – вихідна напруга та вхідний струм; L , R – індуктивність та внутрішній опір вхідного кола; E – ЕРС джерела живлення; C – вихідна ємність перетворювача; i_L – струм навантаження; Q, \bar{Q} – сигнали керування напівпровідниковими ключами.

Математична модель DC-DC перетворювача має вигляд [5]

$$\begin{aligned} \dot{V}_{dc} &= \frac{1}{C}((1-u_{sw})i - i_L), \\ \dot{i} &= \frac{1}{L}(-Ri - (1-u_{sw})V_{dc} + E). \end{aligned} \quad (1)$$

Функція перемикання ключів визначається як

$$u_{sw} = \{0, 1\}. \quad (2)$$

В моделі DC-DC перетворювача (1) регульованою координатою є вихідна напруга V_{dc} , керуючою дією є функція u_{sw} , струм i_L – збурення. Немінімально-фазові властивості викликані наявністю u_{sw} в обох рівняннях (1) [8]. Керуюча дія u_{sw} має розривний характер і формується як широтно-імпульсно-модульований сигнал. За умов коректно розрахованої частоти комутації переходять до усередненої моделі, в якій керуюча дія $u_{sw} = [0, 1]$ безперервна обмежена [6].

Для синтезу алгоритму керування застосуємо нелінійне перетворення

$$u = (1 - u_{sw})V_{dc}, \quad (3)$$

тоді модель (1) переписеться у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{V}_{dc} &= \frac{1}{C} \left(\frac{1}{V_{dc}} u i - i_L \right), \\ \dot{i} &= \frac{1}{L} (-Ri + E - u). \end{aligned} \quad (4)$$

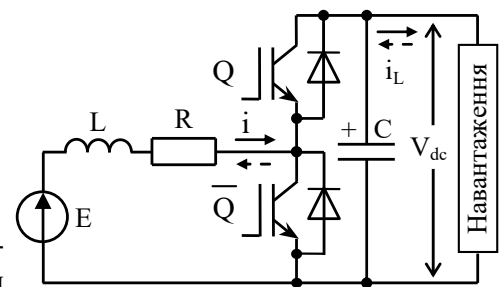


Рис. 1

Нехай для (4) виконуються наступні припущення.

A.1. Задана напруга додатна і стала $V_{dc}^* > 0$, $V_{dc}^* = \text{const}$, $E > 0$, $E = \text{const}$.

A.2. Всі параметри перетворювача відомі й постійні, $i_L = \text{const}$.

A.3. Струм i та напруга V_{dc} доступні для вимірювання.

За умови виконання припущень A.1 – A.3 необхідно синтезувати алгоритм керування, який гарантує асимптотичне регулювання напруги, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{V}_{dc} = 0, \quad (5)$$

де $\tilde{V}_{dc} = V_{dc} - V_{dc}^*$ – похибка відпрацювання напруги.

Нелінійний алгоритм з ПІ-регуляторами струму і напруги. В типовій структурі двоконтурної системи керування DC-DC перетворювачами фізичні керуючі дії, на основі яких формуються ШІМ сигнали (2), задаються вихідним сигналом лінійного ПІ-регулятора струму. Такий підхід базується на припущенні, що $V_{dc} \approx \text{const}$. Розглянемо модифікований алгоритм керування, для якого таке припущення не є необхідним. Відповідно до (3), (4) нелінійне перетворення (3) здійснює перший крок часткової лінеаризації зворотним зв'язком вихідної моделі (1).

Покроковий синтез вдосконаленої системи керування DC-DC перетворювачами. Регулятор струму конструюється у наступному вигляді:

$$\begin{aligned} u &= E - Ri^* + L(k_{i1}\tilde{i} + k_{i2}x_i), \\ \dot{x}_i &= \tilde{i}, \end{aligned} \quad (6)$$

де $\tilde{i} = i - i^*$ – похибка відпрацювання струму; i^* – задана траєкторія змін струму, яка формується регулятором напруги; $k_{i1} > 0$, $k_{i2} > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора струму. За умови $k_{i2} = 0$, $x_i = 0$ пропорційно-інтегральний регулятор з упереджувальною компенсацією спрощується до пропорційного. Налаштування ПІ-регулятора відповідно до $Ri^* = 0$, $Lk_{i1} = R / \tau_i$, $Lk_{i2} = L / \tau_i$, де τ_i – стала часу контура регулювання струму, забезпечує компенсацію сталої часу L/R у другому рівнянні (4).

Після підстановки (6) у друге рівняння (4), отримуємо рівняння динаміки похибки відпрацювання струму у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= \tilde{i}, \\ \dot{\tilde{i}} &= -k_i\tilde{i} - k_{i2}x_i - i^*, \end{aligned} \quad (7)$$

де $k_i = k_{i1} + R/L$.

Система (7) є лінійною і асимптотично стійкою $\forall (k_{i1}, k_{i2}) > 0$, тобто для $i^* = \text{const}$ ($\dot{i}^* = 0$) $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i} = 0$ зі швидкістю, яка визначається налаштуваннями регулятора струму (k_{i1}, k_{i2}). Для контура регулювання струму з компенсацією сталої часу L/R в (7) необхідно прийняти $x_i = 0$, $\tau_i^{-1} = k_i$.

Для подальшого конструювання регулятора напруги визначимо

$$v = L(k_{i1}\tilde{i} + k_{i2}x_i) \quad (8)$$

та здійснимо нелінійне перетворення координат

$$z = V_{dc}^2, \quad z^* = V_{dc}^{*2} = \text{const} (\dot{z}^* = 0), \quad \tilde{z} = z - z^*, \quad (9)$$

де \tilde{z} – похибка відпрацювання квадрату напруги.

З урахуванням (8) рівняння динаміки напруги (9) запишеться у вигляді

$$\dot{z} = \frac{2}{C} \left[(E - Ri^* + v)(i^* + \tilde{i}) - V_{dc} i_L \right]. \quad (10)$$

У дужках (10) записано рівняння балансу потужностей в статиці. Остання складова $V_{dc} i_L$ є потужністю, яка віддається у навантаження за умови $i_L > 0$. Якщо $i_L < 0$, то джерело споживає потужність, яку генерує активне навантаження. В системах, де перетворювач використовується для живлення векторно-керованих електроприводів, i_L треба розглядати як такий, що генерується джерелом струму.

Із визначення $\tilde{V}_{dc} = V_{dc} - V_{dc}^*$ в (5) випливає, що

$$\tilde{V}_{dc} = \frac{\tilde{z}}{V_{dc} + V_{dc}^*}, \quad V_{dc} i_L = (\tilde{V}_{dc} + V_{dc}^*) i_L, \quad (11)$$

тому вираз (11) набуває вигляду

$$V_{dc} i_L = \frac{\tilde{z}}{V_{dc} + V_{dc}^*} i_L + V_{dc}^* i_L, \quad V_{dc}^* i_L = \text{const}. \quad (12)$$

З урахуванням визначень (11) та (12) рівняння (10) буде

$$\dot{z} = -\frac{2}{C} \frac{\tilde{z}}{V_{dc} + V_{dc}^*} i_L + \frac{2}{C} \left[(E - Ri^* + u)(i^* + \tilde{i}) - V_{dc}^* i_L \right]. \quad (13)$$

Керуючою дією в (13) є задане значення струму i^* (вихід регулятора напруги). Задля визначення алгоритму керування напругою рівняння (13) зручно переписати у вигляді

$$\dot{z} = -\frac{2}{C} \frac{\tilde{z}}{V_{dc} + V_{dc}^*} i_L + \frac{2}{C} \left[(E - Ri^*) i^* + u i^* + (E - Ri^* + u) \tilde{i} - V_{dc}^* i_L \right]. \quad (14)$$

Оскільки $(E - Ri^*) \approx E > 0$, то з (14) сформуємо лінійний ПІ алгоритм регулювання напруги

$$\begin{aligned} i^* &= \frac{C}{2E} (-k_v \tilde{z} - k_{vi} x_v), \\ \dot{x}_v &= \tilde{z}, \end{aligned} \quad (15)$$

де $k_v > 0$, $k_{vi} > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора напруги.

Враховуючи (15), рівняння динаміки похибок регулювання будуть

$$\begin{aligned} \dot{x}_v &= \tilde{z}, \\ \dot{z} &= -\left(\frac{2}{C} \frac{1}{V_{dc} + V_{dc}^*} i_L + \frac{E - Ri^*}{E} k_v \right) \tilde{z} - \frac{E - Ri^*}{E} k_{vi} x_v + \frac{2}{C} \left[u i^* + (E - Ri^* + u) \tilde{i} - V_{dc}^* i_L \right], \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= \tilde{i}, \\ \dot{i} &= -k_i \tilde{i} - k_{ii} x_i - i^*, \left(\frac{2}{C} \frac{1}{V_{dc} + V_{dc}^*} i_L + \frac{E - Ri^*}{E} k_v \right) > 0, \frac{E - Ri^*}{E} > 0, \end{aligned} \quad (17)$$

де u задано у (8), а i^* – у (15).

Система (16) описує динамічну поведінку контуру регулювання напруги, в той час як (17) – контура регулювання струму. Метою перетворень згідно (6) – (15) було представлення нелінійної системи у вигляді двох лінійних асимптотично стійких систем другого порядку (в ізольованому стані), які включені у контурі нелінійного зворотного зв'язку. Система 4-го порядку (16), (17) є суттєво нелінійною, аналіз стійкості якої складний у загальному випадку, а специфікація динамічних показників для налаштувань регуляторів не є можливою. Враховуючи, що (16), (17) має каскадну структуру з внутрішнім контуром регулювання струму (17) та зовнішнім контуром регулювання напруги (16), то це дає змогу використати підхід, який базується на розділенні у часі динамічних процесів в контурах регулювання. Відповідно до теорії каскадних систем [14], внутрішній контур регулювання струму має бути в декілька разів більш швидкодіючим у порівнянні з контуром регулювання напруги. Відзначимо, що натуральні властивості стійкості DC-DC перетворювача (1) визначаються лише втратами на опорі R , який є паразитним і тому стійкість системи має формуватися виключно алгоритмом керування.

Аналіз незбуреної динаміки. Для подальшого аналізу стійкості прийемо, що «паразитний» опір індуктивності нехтувано малий, тобто $R = 0$, а струм навантаження (збурення) дорівнює нулю $i_L = 0$, що дає можливість визначити базові властивості стійкості незбуреної динаміки (16), (17). За цих умов рівняння (16), (17) запишуться як

$$\begin{aligned} \dot{x}_v &= \tilde{z}, \\ \dot{z} &= -k_v \tilde{z} - k_{vi} x_v + \frac{2}{C} E \tilde{i} + \frac{L}{E} (k_{ii} \tilde{i} + k_{ii} x_i) (-k_v \tilde{z} - k_{vi} x_v) + \frac{2L}{C} (k_{ii} \tilde{i} + k_{ii} x_i) \tilde{i}, \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= \tilde{i}, \\ \dot{i} &= -k_i \tilde{i} - k_{ii} x_i + \frac{C}{2} \frac{1}{E} (k_v \dot{z} + k_{vi} \tilde{z}). \end{aligned} \quad (19)$$

Дослідження стійкості положення рівноваги $(x_v, \tilde{z}, x_i, \tilde{i}) = \mathbf{0}$ нелінійної системи (18), (19) виконаємо на основі її лінеаризації за рахунок нехтування квадратичними складовими. Відмітимо, що нелінійності в (18), (19) (дві останні складові в (18)) мають білінійний характер. Лінеаризована система має вигляд

$$\begin{aligned} \dot{x}_v &= \tilde{z}, \\ \dot{z} &= -k_v \tilde{z} - k_{vi} x_v + \frac{2}{C} E \tilde{i}, \\ \dot{x}_i &= \tilde{i}, \\ \dot{i} &= -k_i \tilde{i} - k_{ii} x_i + \frac{C}{2} \frac{1}{E} (k_v \dot{\tilde{z}} + k_{vi} \tilde{z}). \end{aligned} \quad (20)$$

Важливою особливістю запропонованого методу аналізу є те, що властивості лінеаризованої системи (20) визначаються лише параметрами регуляторів, що дає змогу відокремити не тільки вплив нелінійностей, але й параметрів перетворювача.

Структурну схему лінеаризованої системи (20) показано на рис. 2. Передаточні функції розімкненої системи на рис. 2 за умови використання ПІ-регулятора струму задаються рівняннями

$$\begin{aligned} W_r(p) &= \frac{(2\xi_v \tau_v p + 1)}{\tau_v^2 p^2} \cdot \frac{(2\xi_i \tau_i p + 1)}{\tau_i^2 p^2 + 2\xi_i \tau_i p + 1}, \\ W_{r1}(p) &= \frac{(2\xi_v \tau_v p + 1)}{\tau_v^2 p^2} \cdot \frac{1}{(\tau_i p + 1)}, \end{aligned} \quad (21)$$

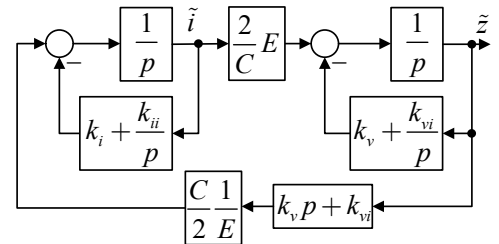


Рис. 2

які відповідають стандартному вигляду для контурів регулювання з налаштуванням на «симетричний» оптимум [14]. $W_{r1}(p)$ враховує компенсацію сталої часу L/R . В (20) та (21) визначено власні частоти недемпфованих коливань ізольованих підсистем у формі виразів $\omega_{0v}^2 = k_{vi} = \tau_v^{-2}$, $k_v = 2\xi_v \omega_{0v}$; $\omega_{0i}^2 = k_{ii} = \tau_i^{-2}$, $k_i = 2\xi_i \omega_{0i}$ та $\omega_{0i} = k_i$ (компенсація сталої часу L/R), де індекси «v» та «i» відносяться до контурів регулювання напруги і струму відповідно; ξ_v, ξ_i – коефіцієнти демпфування у кожному з контурів регулювання. Відповідно до стандартних налаштувань систем другого порядку коефіцієнти демпфування обираються $\zeta = 1$ або $\zeta = \sqrt{2}/2$. Для розділення процесів у часі в контурах регулювання напруги і струму встановлюється співвідношення $\omega_{0i} \geq \rho \omega_{0v}$, $\rho \geq 4$ [14].

Всі дослідження проведено для моделі перетворювача (4) з параметрами [13]: $L = 0.011$ Гн, $R = 0.5$ Ом, $C = 500$ мкФ, $E = 50$ В. Задане значення напруги дорівнює $V_{dc}^* = 100$ В.

На рис. 3 наведено ЛАЧХ і ЛФЧХ для системи з передаточною функцією $W_{r1}(p)$ (21) для $\omega_{0v} = 200$ рад/с ($k_v = 400$, $k_{vi} = k_v^2/4$), $\rho = 4.5$ ($k_i = 900$, графіки 1) і $\rho = 9$ ($k_i = 1800$, графіки 2).

З (21) і рис. 3 випливає, що ЛАЧХ лінеаризованої системи має стандартний вигляд -40 Дб/дек, -20 Дб/дек, -40 Дб/дек, що забезпечує глобальну стійкість лінеаризованої системи (20), а отже локальну стійкість нелінійної системи (16), (17). Динамічні показники за розглянутих умов будуть відповідати оптимізації за «симетричним» оптимумом, що підтверджується графіками перехідних процесів відпрацювання початкових умов $V_{dc}(0) = 99$ В у системі (16), (17) з $i_L = 0$, $\rho = 9$, представлених на рис. 4 для нала-

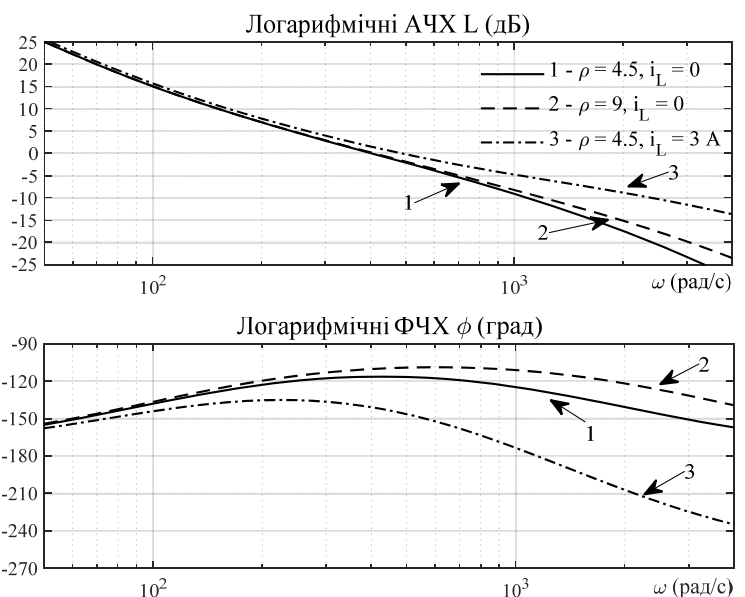


Рис. 3

штування регулятора струму з компенсацією сталої часу L/R.

Аналіз збуреної динаміки. Розглянемо (16), (17) за умови $i_L \neq 0$, $R = 0$:

$$\begin{aligned} \dot{x}_v &= \tilde{z}, \\ \dot{\tilde{z}} &= -\left(k_v + \frac{2}{C} \frac{1}{V_{dc} + V_{dc}^*} i_L\right) \tilde{z} - k_{vi} x_v - \frac{2}{C} V_{dc}^* i_L + \frac{2}{C} E \tilde{i} + \frac{2}{C} v(i^* + \tilde{i}), \\ \dot{x}_i &= \tilde{i}, \\ \dot{\tilde{i}} &= -k_i \tilde{i} - k_{ii} x_i + \frac{C}{2} \frac{1}{E} (k_v \dot{\tilde{z}} + k_{vi} \tilde{z}). \end{aligned} \quad (22)$$

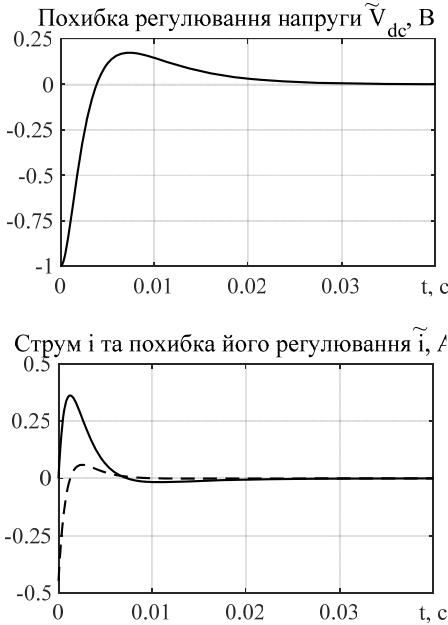


Рис. 4

Оскільки збурення $V_{dc}^* i_L = \text{const}$, то інтегральна складова регулятора напруги $k_{vi} x_v$ може розглядатися як його оцінка. Визначимо

$$\eta = k_{vi} x_v + \frac{2}{C} V_{dc}^* i_L, \quad (23)$$

тоді перші два рівняння (22) перепишуться у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{\eta} &= k_{vi} \tilde{z}, \\ \dot{\tilde{z}} &= -\left(k_v + \frac{2}{C} \frac{1}{V_{dc} + V_{dc}^*} i_L\right) \tilde{z} - \eta + \frac{2}{C} E \tilde{i} + \frac{2}{C} v \tilde{i} + \frac{1}{E} v \left(-k_v \tilde{z} - \eta + \frac{2}{C} V_{dc}^* i_L\right). \end{aligned} \quad (24)$$

Лінеаризація (24) в околі положення рівноваги $(\eta, \tilde{z}, x_i, \tilde{i}) = \mathbf{0}$ дає

$$\begin{aligned} \dot{\eta} &= k_{vi} \tilde{z}, \\ \dot{\tilde{z}} &= -\left(k_v + \frac{2}{C} \frac{1}{V_{dc} + V_{dc}^*} i_L\right) \tilde{z} - \eta + \frac{2}{C} \left(E + \frac{L}{E} V_{dc}^* i_L k_i\right) \tilde{i} + \frac{2}{C} \frac{L}{E} V_{dc}^* i_L k_{ii} x_i, \\ \dot{x}_i &= \tilde{i}, \\ \dot{\tilde{i}} &= -k_i \tilde{i} - k_{ii} x_i + \frac{C}{2} \frac{1}{E} (k_v \dot{\tilde{z}} + k_{vi} \tilde{z}). \end{aligned} \quad (25)$$

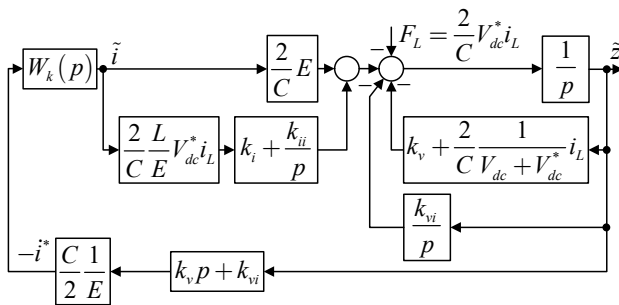


Рис. 5

Структурну схему системи (25) наведено на рис. 5. За умови відсутності навантаження вона співпадає з показаною на рис. 3. На рис. 5 $W_k(p)$ – передаточна функція замкненого контура регулювання струму, $W_k(p) = \tau_i^2 p / (\tau_i^2 p^2 + 2\xi_i \tau_i p + 1)$ або $W_k(p) = \tau_i / (\tau_i p + 1)$ (компенсація сталої часу L/R).

З рівнянь (25) та рис. 5 випливає, що наявність струму навантаження змінює структуру системи (рис. 3). Важливість представлення у вигляді (25) полягає в тому, що лінеаризована система дає

можливість встановити вплив i_L у вигляді не тільки зовнішнього збурення $F_L(p) = 2C^{-1} V_{dc}^* i_L(p)$ (рис. 5), але й його вплив на параметри замкненої системи. Відповідно запропоноване представлення дає змогу аналізувати вплив i_L на стійкість і показники якості керування.

Передаточні функції розімкненої системи (25) за умови $V_{dc} + V_{dc}^* \approx \text{const}$ і за умови налаштування замкненого контура регулювання струму на «симетричний» оптимум мають вигляд

$$W_r(p) = \frac{(2\xi_v \tau_v p + 1)(2\xi_i \tau_i p + 1) \left[1 - \frac{L}{E^2} V_{dc}^* i_L p \right] + \left[\frac{1}{C V_{dc}^*} \tau_v^2 i_L p (\tau_i^2 p^2 + 2\xi_i \tau_i p + 1) \right]}{\tau_v^2 p^2 (\tau_i^2 p^2 + 2\xi_i \tau_i p + 1)}, \quad (26)$$

$$W_{r1}(p) = \frac{(2\xi_v \tau_v p + 1) \left[1 - \frac{L}{E^2} V_{dc}^* i_L p \right] + \left[\frac{1}{CV_{dc}^*} \tau_v^2 i_L p (\tau_i p + 1) \right]}{\tau_v^2 p^2 (\tau_i p + 1)}. \quad (27)$$

ЛАЧХ і ЛФЧХ розімкненої системи (27) показано на рис. 3 для $\rho = 9$, $i_L = 3$ А. За умови $i_L = 0$ передаточні функції (26), (27) дорівнюють відповідним функціям незбуреної системи (21).

Як впливає з (27) та рис. 3, властивість не мінімальної фазовості системи (25) призводить до зміни вихідної структури (21), що зменшує запас стійкості, а тому погіршує показники якості керування і може порушити стійкість системи.

Налаштування контурів регулювання. Для кількісного аналізу впливу i_L розглянемо передаточну функцію замкненої системи з $W_{r1}(p)$ (27) відносно збурення $F_L(p)$

$$W_F(p) = - \frac{\tau_v^2 p (\tau_i p + 1)}{\tau_v^2 \tau_i p^3 + \tau_v^2 k_2(i_L) p^2 + \tau_v^2 k_1(i_L) p + 1}, \quad (28)$$

де $k_1(i_L) = k_v + \frac{1}{CV_{dc}^*} i_L - k_{vi} \frac{L}{E^2} (V_{dc}^* i_L)$, $k_2(i_L) = 1 + \tau_i \frac{1}{CV_{dc}^*} i_L - k_v \frac{L}{E^2} (V_{dc}^* i_L)$.

Налаштування з $\omega_{oi} \geq \rho \omega_{ov}$, де $\omega_{oi} = \tau_i^{-1}$, $\rho \geq 4$, $i_L = 0$ відповідають типовій оптимізації за «симетричним» оптимумом, що гарантує системі відповідну якість перехідних процесів. В той же час за умови $i_L \neq 0$ вигляд оптимізованої передаточної функції змінюється, що призводить не тільки до деградації показників якості керування, але й потенційно до втрати стійкості. При цьому, на відміну від (20), (21), властивості системи (28) визначаються додатково усіма параметрами системи (V_{dc}^* , E , C , L), повну компенсацію впливу яких неможливо забезпечити за рахунок налаштування регуляторів (k_v, k_{vi}, k_i). В той же час для фізично обмежених навантажень i_L і заданого рівня розділення процесів у контурах регулювання $\rho \geq 4$ умови $k_1(i_L) > 0$, $k_2(i_L) > 0$ визначають граничні значення налаштувань регуляторів.

Ключовим коефіцієнтом характеристичного рівняння передаточної функції (28) є $k_2(i_L) \geq k_{20} > 0$, який для фіксованого значення $(L/E^2)V_{dc}^* i_L$ визначає граничне значення k_v для забезпечення як стійкості системи, так і якості перехідних процесів. За умови $\rho \geq 4$ в структурі (28) k_{20} має бути більшим за 0.35 – 0.4.

Наведений аналіз стійкості лінеаризованої системи дає змогу сформулювати наступну процедуру налаштування:

1. Визначення параметрів DC-DC перетворювача L, C, E і заданої вихідної напруги V_{dc}^* .
2. Визначення максимально досяжної або бажаної швидкодії контуру регулювання струму за рахунок встановлення $\omega_{oi} = k_i = \tau_i^{-1}$.
3. Розрахунок параметрів регулятора напруги $\omega_{ov}^2 = k_{vi} = \tau_v^{-2}$, $k_v = 2\xi_v \omega_{ov}$ для встановленого рівня розділення у часі процесів у контурах регулювання $\rho \geq 4$.
4. Перевірка умови $k_2(i_L) \geq k_{20} > 0$. Якщо вона не виконується, то необхідно збільшити $\rho > 4$. Умова $k_1(i_L) > 0$, як правило, виконується для коректно розрахованих параметрів L, C .

Порівняння налаштувань за «симетричним» оптимумом. На рис. 6 наведено графіки перехідних процесів накидання-скидання різних значень струму навантаження для визначення діапазону його змін. Тестування проведено для $\omega_{oi} = \tau_i^{-1} = 1800$ рад/с і двох налаштувань розділення: на рис. 6, *a* – $\rho = 4$ (відповідає стандартному налаштуванню на «симетричний» оптимум із співвідношенням визначальних частот ЛАЧХ, яке дорівнює 2); на рис. 6, *б* – $\rho = 8$ (співвідношення – 4). Значення налаштувань регуляторів наведено у таблиці, початкові умови дорівнюють $V_{dc}(0) = 98$ В.

Рівень розділення	Налаштування			Значення $k_2(i_L)$		
	Регулятор струму	Регулятор напруги		$i_L = 1 \text{ A}$	$i_L = 1.5 \text{ A}$	$i_L = 3 \text{ A}$
	k_i	k_v	k_{v_i}			
а) $\rho = 4$	1800	900	$k_{v_i} = k_v^2 / 3$	0.62	0.42	-
б) $\rho = 8$	1800	450	$k_{v_i} = k_v^2 / 2.5$	0.82	0.72	0.44

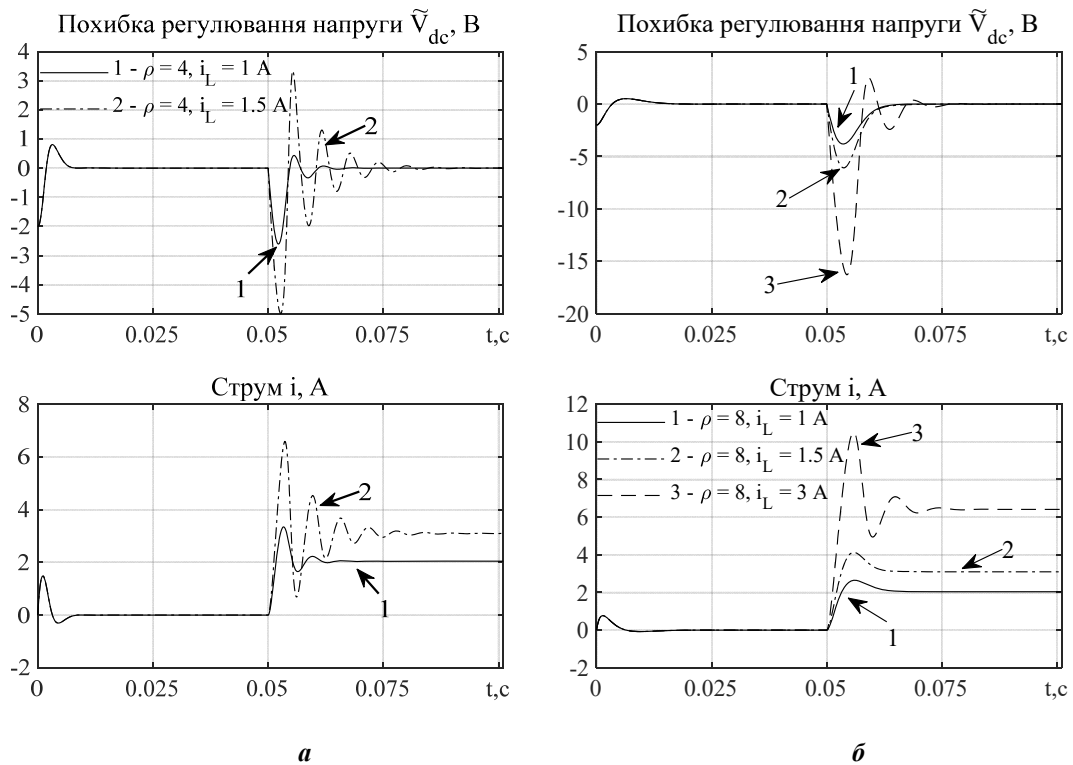


Рис. 6

З рис. 6, а можна побачити, що налаштування зі стандартним розділенням $\rho = 4$ гарантує перехідні процеси, які відповідають нормованим для навантажень до $i_L = 1 \text{ A}$, в той же час такого розділення недостатньо для забезпечення задовільної динаміки регулювання напруги для відпрацювання більших струмів. Для $i_L > 1.5 \text{ A}$ система втрачає стійкість. Відповідно до теоретичного аналізу і запропонованої процедури налаштування розглянуто більше розділення у часі між контурами регулювання. Графіки перехідних процесів на рис. 6, б для $\rho = 8$ підтверджують збільшення діапазону відпрацювання струмів навантаження в декілька разів зі збереженням високих показників якості регулювання. Відмітимо, що рівень розділення ρ не впливає на відпрацювання початкових умов з $i_L = 0$. Результати досліджень підтверджують ефективність використання розробленого теоретичного аналізу системи.

Теоретичне узагальнення методу конструювання і аналізу двоконтурних систем керування класом DC-DC перетворювачів полягає у наступному. На основі загальної концепції стійкості за Ляпуновим, відповідно до якої нелінійна система є локально асимптотично стійкою тоді, коли положення рівноваги лінеаризованої системи є асимптотично стійким, розроблено метод аналізу стійкості систем керування DC-DC перетворювачами, який передбачає представлення вихідної нелінійної системи у вигляді двох лінійних стійких систем, включених в контурі нелінійного зворотного зв'язку (16), (17). Задля досягнення такої структури в алгоритмі керування передбачено часткову лінеаризацію зворотним зв'язком відповідно до виразів (3), (9). Спеціальний тип лінеаризації нелінійної системи (16), (17) здійснено відносно фізично обумовленого маніфолду, який представляє собою рівняння балансу потужностей (див. перше рівняння в (15) з підстановкою (23)). За рахунок цього в результатуючій лінеаризованій системі встановлюється вплив струму навантаження i_L як у вигляді зовнішнього збу-

рення $F_L(p) = 2C^{-1}V_{dc}^*i_L(p)$ (див. рис. 5), так і параметричного збурення, що є результатом того, що вихідна модель перетворювача (4) є немінимально-фазовою. Результуюча структура лінеаризованої системи (25) вперше дає змогу використовувати доступні методи аналізу стійкості лінійних систем зі змінними параметрами, а також їхню оптимізацію для розрахунку параметрів регуляторів. Важливо також зазначити, що оскільки нелінійності системи (24) мають білінійний характер, то динамічна поведінка нелінійної системи і лінеаризованої мають достатню схожість.

Результати експериментального дослідження. Дослідження динамічних властивостей нелінійного алгоритму (3), (6), (15) виконано шляхом математичного моделювання та експериментально. Функціональну схему експериментальної установки показано на рис. 7. Установка включає: DC-DC перетворювач, джерело живлення, а також блок навантаження на основі струмово-керованого однофазного інвертора. Частота ШІМ становить 10 кГц, мертвий час – $T_{dt} = 2$ мкс, такт квантування – $T_s = 200$ мкс.

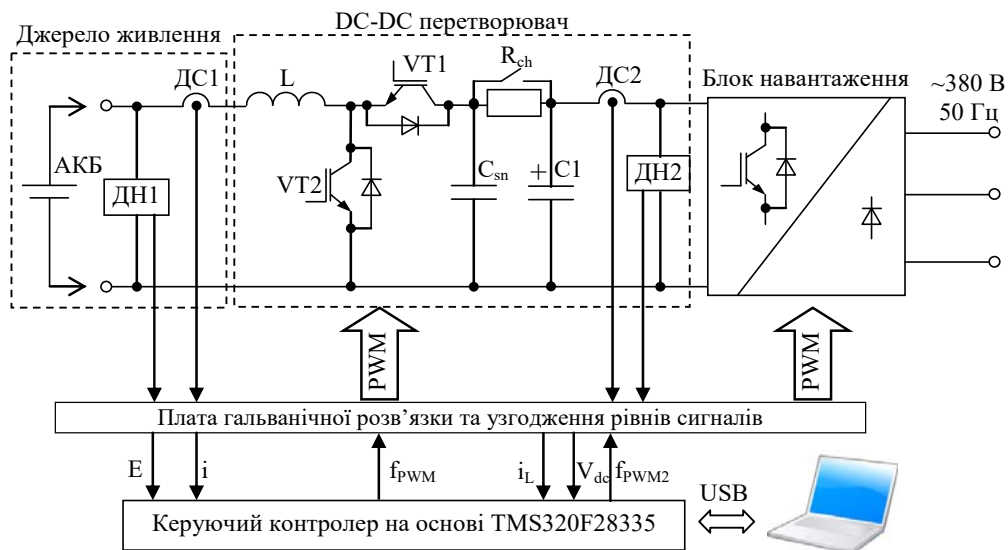


Рис. 7

Перетворювач живиться від акумуляторних батарей з напругою $E = 54$ В. Коефіцієнти налаштування регуляторів було обрано так, щоб перехідний процес напруги був аперіодичним для $i_L = \pm 1$ А: $k_{i1} = 1000$, $k_v = 300$, $k_{vi} = k_v^2 / 4$, $\zeta_v = 1$ ($\rho = 6.7$). В початковий момент часу конденсатор заряджений до $V_{dc}(0) = 54$ В. Задана напруга дорівнює $V_{dc}^* = 100$ В. Профіль струму навантаження, який показано на рис. 8, складається з ділянки прикладання в $t=0.1$ с, а в $t = 0.2$ с скидання струму $i_L = 1$ А з аналогічним прикладанням-скиданням струму $i_L = -1$ А в $t = 0.3$ с і $t = 0.4$ с. Графіки перехідних процесів, отримані методом математичного моделювання та експериментально, показано на рис. 9, а та б відповідно. Як видно з рис. 9, алгоритм керування забезпечує асимптотичне регулювання вихідної напруги з показниками якості відповідно до встановленого розділення у часі $\rho = 6.7$.

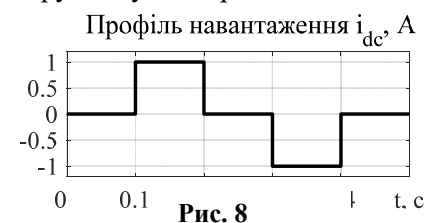


Рис. 8

Висновки. 1. Розроблений метод синтезу і аналізу двоконтурних систем керування класом DC-DC перетворювачів, який базується на використанні часткової лінеаризації зворотним зв'язком і подальшому використанні лінійних ПІ-регуляторів напруги і струму, формує результуючу структуру системи керування у вигляді послідовного з'єднання двох лінійних асимптотичних стійких підсистем у контурі нелінійного зворотного зв'язку з білінійними властивостями. Завдяки цьому лінеаризована система набуває форми, яка дає можливість використовувати теорію каскадних систем з розділенням у часі процесів у контурах регулювання так, що процеси у внутрішньому контурі (струму) в декілька разів більш швидкі у порівнянні із зовнішнім (напруги).

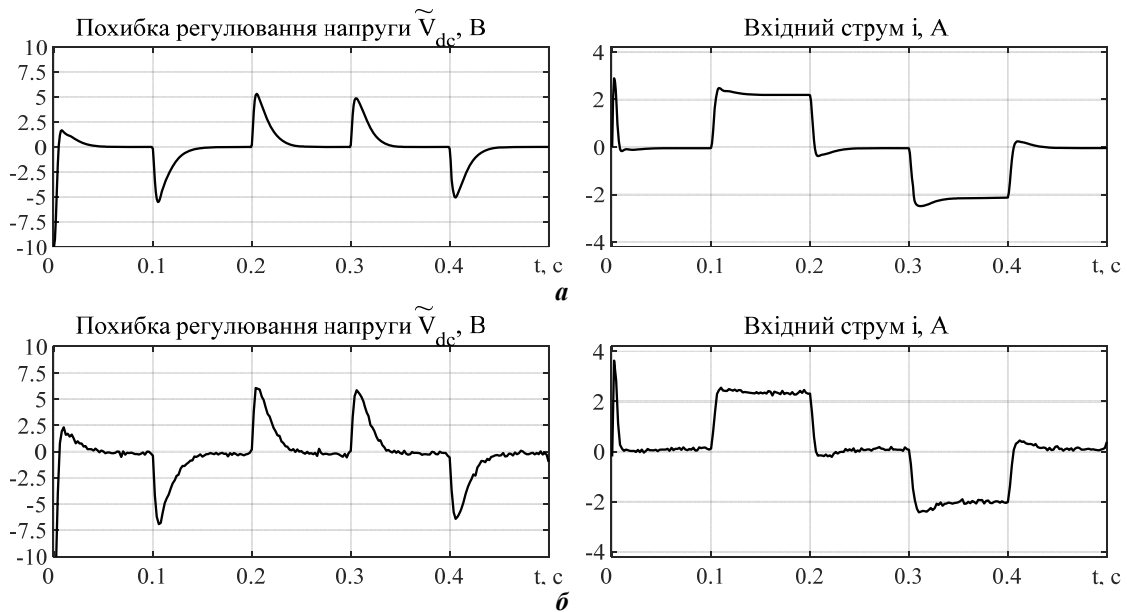


Рис. 9

2. Для результируючої лінеаризованої структури запропоновано використовувати налаштування регуляторів з оптимізацією за «симетричним» оптимумом, що дає змогу не тільки забезпечити стійкість, але й формувати показники якості керування, використовуючи для цього доступні для інженерів з керування методи.

3. Вперше показано яким чином струм навантаження впливає на структуру системи та її параметри, що дає можливість здійснювати робастне налаштування регуляторів для суттєвого підвищення навантажувальної здатності перетворювача.

4. Встановлено механізм втрати стійкості в системі з нелінійним немінимально-фазовим об'єктом керування, яким є DC-DC перетворювач. Показано, що втрата стійкості в умовах дії струму навантаження відбувається в першу чергу в лінеаризованій системі і може підсилюватись за рахунок дії нелінійностей.

Робота фінансується державною програмою “Нове покоління високоефективних електромеханічних систем електричних транспортних засобів з векторно-керованими двигунами, які не містять рідкоземельних матеріалів” (державний реєстраційний номер 0122U001700).

DESIGN OF CASCADED VOLTAGE CONTROL SYSTEMS OF BIDIRECTIONAL DC-DC BUCK-BOOST CONVERTERS

S.M. Peresada¹, Y.O. Nikonenko¹, S.M. Kovbasa¹, A. Kuznietsov², A.L. Lukianchikov¹

¹National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”

Prospect Beresteiskyi, 37, Kyiv, 03056, Ukraine,

e-mail: sergei.peresada@gmail.com, evgeniy.nvkonenko@gmail.com.

²Technische Hochschule Mittelhessen,

Wilhelm-Leuschner-Straße 13 D, 61169, Friedberg, Germany.

The paper deals with the design and analysis of cascaded DC-link voltage control systems for bidirectional buck-boost DC-DC converters. Its model is significantly nonlinear and non-minimum-phase, which makes it impossible to achieve high dynamic quality indicators using standard methods of linear control theory. A new method for design and analysis of DC-DC converters control systems based on partial feedback linearization and the subsequent application of linear PI voltage and current controllers is proposed. It provides that the resulting model is composed of the feedback interconnected linear asymptotically stable subsystems with bilinear properties. The resulting system is linearized in the vicinity of the trajectories corresponding to the power balance equation. Such form allows to apply the theory of cascaded systems with two time-scale separation of the control loops dynamics. It not only ensures system stability but also allows to specify the process quality indicators using methods available to control engineers. References 14, figures 9.

Keywords: bidirectional DC-DC buck-boost converter, voltage controller, quality indicator, load current.

1. Kapat S., Krein P.T. A tutorial and review discussion of modulation, control and tuning of high-performance DC-DC converters based on small-signal and large-signal approaches. *IEEE Open Journal of Power Electronics*. 2020. Vol. 1. Pp. 339-371. DOI: <https://doi.org/10.1109/OJPEL.2020.3018311>.
2. Gorji S.A., Sahebi H.G., Ektesabi M., Rad A.B. Topologies and control schemes of bidirectional DC-DC power converters: An overview. *IEEE Access*. 2019. Vol. 7. Pp. 117997-118019. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2937239>.
3. Forouzesh M., Siwakoti Y.P., Gorji S.A., Blaabjerg F., Lehman B. Step-up DC-DC converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2017. Vol. 32. No 12. Pp. 9143-9178. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2652318>.
4. Vasca F., Iannelli L. (eds.) Dynamics and control of switched electronic systems: Advanced perspectives for modeling, simulation and control of power converters. London: Springer Science & Business Media, 2012. 494 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-1-4471-2885-4>.
5. Sira-Ramirez H.J., Ramón S.O. Control design techniques in power electronics devices. London: Springer Science & Business Media, 2006. 421 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/1-84628-459-7>.
6. Sanders S.R., Noworolski J.M., Liu X.Z., Verghese G.C. Generalized averaging method for power conversion circuits. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 1991. Vol. 6. Pp. 251-259. DOI: <https://doi.org/10.1109/63.76811>.
7. Vazquez S., Rodriguez J., Rivera M., Franquelo L.G., Norambuena M. Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2017. Vol. 64. Pp. 935-947. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2625238>.
8. Ortega R., Romero J.G., Borja P., Donaire A. PID passivity-based control of nonlinear systems with applications. John Wiley & Sons, 2021. 214 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/9781119694199>.
9. Mukherjee N., Strickland D. Control of cascaded DC-DC converter-based hybrid battery energy storage systems – part II: Lyapunov approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2016. Vol. 63. No 5. Pp. 3050-3059. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2015.2511159>.
10. Peresada S., Kovbasa S., Pushnitsyn D., Zaichenko Y. Two nonlinear controllers for voltage source AC-DC converter. IEEE First Ukraine Conference on *Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. Kyiv, Ukraine, 29 May 02 June 2017. Pp. 462-467. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100532>.
11. Kim H., Son Y.I. Regulation of a DC/DC boost converter under parametric uncertainty and input voltage variation using nested reduced-order PI observers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2017. Vol. 64. No 1. Pp. 552-562. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2606586>.
12. Pakdeeto J., Areerak K., Bozhko S., Areerak K. Stabilization of DC microgrid systems using the loop-cancellation technique. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. 2021. Vol. 9. No 3. Pp. 2652-2663. DOI: <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2021.3053349>.
13. Peresada S., Kovbasa S., Pristupa D., Pushnitsyn D., Nikonenko Y. Nonlinear control of voltage source AC-DC and DC-DC boost converters. *Bulleten Natsionalnoho Tekhnichnoho Universytetu Kharkivskiy Politekhnichnyi Instytut. Problemy avtomatyzovanyh elektropriyvodiv. Teoriia i praktyka*. 2017. No 27. Pp. 84-88.
14. Leonhard W. Control of electrical drives. Springer, 2001. 474 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-3-642-56649-3>.

Надійшла 11.12.2023
Остаточний варіант 11.01.2024