

УДК 621.314.1

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2025.70.075>**СПОСТЕРІГАЧ ПАРАМЕТРІВ ПІДВИЩУВАЛЬНИХ DC-DC ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ****Є.О. Ніконенко***, докт. філософ., **М.В. Філоненко**

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»,
пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна,
e-mail: evgeniy.nykonenko@gmail.com

Представлено новий алгоритм для процедури самоналаштування реверсивних підвищувальних DC-DC перетворювачів, який не вимагає попередньої інформації про жоден із параметрів їхньої моделі. Розроблений алгоритм базується на використанні замкненого адаптивного спостерігача вхідного струму і напруги ланки постійного струму підвищувального DC-DC перетворювача в усереднених координатах. Спостерігач забезпечує ідентифікацію всіх параметрів, а саме: опору, індуктивності й напруги вхідного кола, а також ємності конденсатора ланки постійного струму. Властивості локальної стійкості процесу оцінювання доведено для фізичних умов роботи DC-DC перетворювача із використанням другого методу Ляпунова. Завдяки простій структурі спостерігача він може застосовуватися у складі адаптивних систем керування напругою підвищувальних DC-DC перетворювачів. Для такої адаптивної системи синтезовано додатковий закон оцінювання координатного збурення, струму навантаження. Результати моделювання показують швидку збіжність похибок оцінювання параметрів і струму навантаження. Бібл. 17, рис. 5.

Ключові слова: DC-DC перетворювач, ідентифікація параметрів, оцінювання збурення, спостерігач, стійкість, динаміка похибок оцінювання.

Вступ. Підвищувальні реверсивні DC-DC перетворювачі (англ. “two-quadrant / bidirectional DC-DC buck-boost converters”) широко застосовуються для керування напругою ланки постійного струму електричних транспортних засобів, систем накопичення енергії, джерел живлення тощо [1], [2]. Системи керування силовими DC-DC перетворювачами мають забезпечувати задані динамічні характеристики та стійкість відносно струмів навантаження, які визначаються балансом потужностей. Проблема керування ускладнюється тим, що математична модель DC-DC перетворювачів є суттєво нелінійною й немінимально-фазовою через наявність «правих» коренів у характеристичному поліномі лінеаризованої моделі.

Для застосування високоефективних алгоритмів керування необхідна точна інформація про параметри DC-DC перетворювача. Початково параметри не є точно визначеними, а також вони можуть змінюватися у процесі роботи через вплив зовнішніх збурень, таких як нагрів і старіння елементів. Варіація параметрів призводить до зниження ефективності перетворення енергії і показників якості регулювання напруги. Наприклад, внутрішній опір і індуктивність вхідного кола змінюються через температуру і старіння, індуктивність – через насичення, а опір залежить від змінних режимів роботи ШІМ і компенсації «мертвого часу». Щоб подолати ці проблеми і підвищити точність регулювання напруги ланки постійного струму, необхідно визначити параметри перетворювача з достатньою точністю. Водночас проблема визначення параметрів підвищувальних реверсивних DC-DC перетворювачів досі повністю не вирішена навіть для етапу самоналаштування [3], [4].

Наявні онлайн-методи дають змогу в режимі реального часу переналаштовувати параметри регуляторів на основі ідентифікації параметрів [5]–[10]. Алгоритм ідентифікації параметрів [5] базується на другому методі Ляпунова, оцінює чотири параметри реверсивного DC-DC перетворювача: індуктивність, вхідну напругу, вихідну ємність і струм навантаження. Проте, збіжність оцінених параметрів не доведена для всіх режимів роботи. Адаптивний регулятор [6] визначає ті самі параметри, за винятком вхідної напруги, але потребує точного налаштування більшого числа коефіцієнтів. Робастний адаптивний регулятор [7] і адаптивний регулятор із компенсацією [8] оцінюють тільки вхідну напругу та опір навантаження. Алгоритм [9] заснований на методі рекурсивних найменших квадратів, однак це рішення не гарантує асимптотичної оцінки для неідеальних силових елементів. Алгоритм [10] дає змогу оцінити тільки вхідну напругу завдяки додатковим нелінійним зв'язкам, що значно підвищує



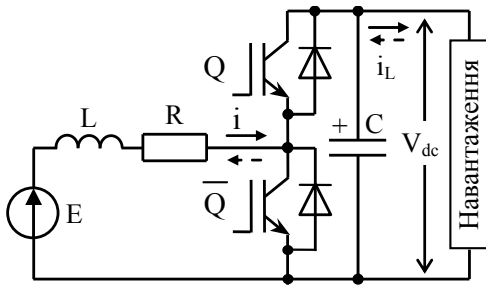


Рис. 1. Принципова схема підвищувального DC-DC перетворювача

лінеаризація динаміки вихідної системи [5], [8]–[11]; або припущення, що змінні стану є набагато швидшими, ніж похибки оцінювання параметрів [12]. Нехтування опором індуктивності призводить до погіршення динаміки оцінювання. Декілька алгоритмів ураховують опір індуктивності в моделі перетворювача, але не оцінюють його [8], [9], [12].

Більшість алгоритмів керування можна використати лише для однонаправлених перетворювачів, які працюють на резистивний опір навантаження, що не може розглядатися в таких застосуваннях як джерела живлення тягових електромеханічних систем [5]–[11]. Деякі алгоритми призначені для використання зі спеціальним обладнанням навантаження [12]. Низка регуляторів можуть бути застосовані тільки в режимі безперервної провідності [5], [6], [8], [10], [12], який передбачає, що струм навантаження є позитивним і не спадає до нуля.

Як впливає з огляду, проблема визначення параметрів підвищувальних реверсивних DC-DC перетворювачів повністю не вирішена з погляду врахування динаміки системи повного порядку й достатньо простої фізично обґрунтованої структури, яка гарантує прості та прозорі умови персистентності збудження для достатньо швидкого оцінювання.

Метою роботи є синтез алгоритму ідентифікації всіх параметрів для процедури самоналаштування підвищувальних DC-DC перетворювачів, який базується на нелінійній моделі повного порядку; не потребує попередньої інформації про оцінювані параметри; не потребує спеціального навантажувального обладнання; є локально стійким для фізично обґрунтованих умов роботи; має простішу структуру за описані в літературі; може використовуватися у складі адаптивного алгоритму регулювання вихідної напруги з оцінюванням струму навантаження. Деякі попередні результати моделювання наведено в [13].

Математична модель і постановка задачі оцінювання. Стандартна математична модель підвищувального DC-DC перетворювача в усереднених координатах, принципова схема якого наведена на рис. 1, має вигляд [5]

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

де V_{dc} , i – напруга ланки постійного струму та струм вхідного кола; E – вхідна напруга; R , L – внутрішній опір і індуктивність вхідного кола; C – ємність ланки постійного струму; i_L – струм навантаження; функція перемикачів визначається як $u_{sw} = \{0, 1\}$.

У моделі DC-DC перетворювача (1) регульованою координатою є вихідна напруга V_{dc} , керувальною дією є функція u_{sw} , струм i_L – збурення. Немінимально-фазові властивості викликані наявністю u_{sw} в обох рівняннях (1) [3]. Керувальна дія u_{sw} має розривний характер і формується як ШІМ-сигнал. За умов коректно розрахованої частоти комутації переходять до усередненої моделі, в якій керувальна дія $u_{sw} = [0, 1]$ безперервна обмежена [14].

Розглянемо модель DC-DC перетворювача (1) і припустимо, що:

1. Вхідний струм i , напруга ланки постійного струму V_{dc} , вхідна напруга E доступні

для вимірювання.

2. Параметри R, L, C та струм навантаження i_L постійні і невідомі.

3. Сигнали $i(t), V_{dc}(t), i_L(t)$ вважаються обмеженими разом зі своїми похідними за часом $\dot{i}(t), \dot{V}_{dc}(t), \dot{i}_L(t) \forall t \geq 0$ у фізичних умовах роботи.

За умови виконання припущень 1–3, задача оцінювання полягає в розробці адаптивного спостерігача, який гарантує асимптотичну збіжність помилок оцінювання, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{R}, \tilde{L}, \tilde{E}, \tilde{C}, \tilde{i}_L) = \mathbf{0}, \quad (2)$$

де $\tilde{R} = R - \hat{R}$, $\tilde{L} = L - \hat{L}$, $\tilde{E} = E - \hat{E}$, $\tilde{C} = C - \hat{C}$, $\tilde{i}_L = i_L - \hat{i}_L$ – похибки; $\hat{R}, \hat{L}, \hat{E}, \hat{C}, \hat{i}_L$ – оцінені значення.

Синтез спостерігача. Розглянемо модель перетворювача (1) у нових координатах:

$$\begin{aligned} \dot{z} &= 2(ui - V_{dc}i_L)/C, \\ \dot{i} &= (-Ri + E - u)/L, \end{aligned} \quad (3)$$

де $z = V_{dc}^2$; $u = (1 - u_{sw})V_{dc}$ – нова керувальна дія.

Визначимо нові параметри моделі $\varphi_1 = R/L$, $\varphi_2 = 1/L$, $\varphi_3 = E$, $\varphi_4 = 2/C$, $\varphi_5 = (2/C)i_L$.

Із (3) адаптивний спостерігач може бути записаний як

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{z}} &= \hat{\varphi}_4 ui - \hat{\varphi}_5 V_{dc} + k_1 \tilde{z}, \\ \dot{\tilde{i}} &= -\hat{\varphi}_1 i + \hat{\varphi}_2 (\hat{\varphi}_3 - u) + k_2 \tilde{i}, \end{aligned} \quad (4)$$

де $\hat{\varphi}_j$, $\tilde{\varphi}_j = \varphi_j - \hat{\varphi}_j$, $j = 1, 2, \dots, 5$ – оцінені значення та похибки оцінювання параметрів; $\tilde{z} = z - \hat{z}$, $\tilde{i} = i - \hat{i}$ – похибки оцінювання координат; $\hat{z}, \hat{i}$ – оцінені значення; $(k_1, k_2) > 0$ – коефіцієнти налаштування зворотних зв'язків спостерігача.

Із (3) і (4) динаміка похибок оцінювання визначається як

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{z}} &= -k_1 \tilde{z} + ui \tilde{\varphi}_4 - V_{dc} \tilde{\varphi}_5, \\ \dot{\tilde{i}} &= -k_2 \tilde{i} - i \tilde{\varphi}_1 + (\hat{\varphi}_3 - u) \tilde{\varphi}_2 + \hat{\varphi}_2 \tilde{\varphi}_3 + \tilde{\varphi}_2 \tilde{\varphi}_3, \end{aligned} \quad (5)$$

або в компактному вигляді:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A} \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{W} \tilde{\boldsymbol{\varphi}} + \mathbf{y}, \quad (6)$$

де $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 \\ 0 & -k_2 \end{bmatrix}$, $\mathbf{W} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & ui & -V_{dc} \\ -i & \hat{\varphi}_3 - u & \hat{\varphi}_2 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ – відома матриця регресії, $\tilde{\mathbf{x}} = (\tilde{z}, \tilde{i})^T$,

$\tilde{\boldsymbol{\varphi}} = (\tilde{\varphi}_1, \tilde{\varphi}_2, \tilde{\varphi}_3, \tilde{\varphi}_4, \tilde{\varphi}_5)^T$ – вектор похибок оцінювання; $\mathbf{y} = (0, \tilde{\varphi}_2 \tilde{\varphi}_3)^T$.

Розглянемо наступну форму функції Ляпунова:

$$V = 0.5(\tilde{i}^2 + \tilde{z}^2 + \lambda_1^{-1} \tilde{\varphi}_1^2 + \lambda_2^{-1} \tilde{\varphi}_2^2 + \lambda_3^{-1} \tilde{\varphi}_3^2 + \lambda_4^{-1} \tilde{\varphi}_4^2 + \lambda_5^{-1} \tilde{\varphi}_5^2) > 0, \quad (7)$$

де $\boldsymbol{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1^{-1}, \lambda_2^{-1}, \lambda_3^{-1}, \lambda_4^{-1}, \lambda_5^{-1})$, $\lambda_j > 0$ – коефіцієнти налаштування; $\mathbf{P} = \text{diag}(1, 1)$.

Похідна від (7) вздовж траєкторій (5) дорівнює

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \tilde{i} \dot{\tilde{i}} + \tilde{z} \dot{\tilde{z}} + \lambda_1^{-1} \tilde{\varphi}_1 \dot{\tilde{\varphi}}_1 + \lambda_2^{-1} \tilde{\varphi}_2 \dot{\tilde{\varphi}}_2 + \lambda_3^{-1} \tilde{\varphi}_3 \dot{\tilde{\varphi}}_3 + \lambda_4^{-1} \tilde{\varphi}_4 \dot{\tilde{\varphi}}_4 + \lambda_5^{-1} \tilde{\varphi}_5 \dot{\tilde{\varphi}}_5 = -k_1 \tilde{z}^2 - k_2 \tilde{i}^2 + (-i \tilde{i} + \lambda_1^{-1} \dot{\tilde{\varphi}}_1) \tilde{\varphi}_1 + \\ &+ ((\hat{\varphi}_3 - u) \tilde{i} + \lambda_2^{-1} \dot{\tilde{\varphi}}_2) \tilde{\varphi}_2 + (\hat{\varphi}_2 \tilde{i} + \lambda_3^{-1} \dot{\tilde{\varphi}}_3) \tilde{\varphi}_3 + (ui \tilde{z} + \lambda_4^{-1} \dot{\tilde{\varphi}}_4) \tilde{\varphi}_4 + (-V_{dc} \tilde{z} + \lambda_5^{-1} \dot{\tilde{\varphi}}_5) \tilde{\varphi}_5 + \tilde{\varphi}_2 \tilde{\varphi}_3 \tilde{i}. \end{aligned} \quad (8)$$

Стійкість системи доведемо з нехтуванням останньою складовою високого порядку.

Оскільки φ_j – постійні параметри, то $\dot{\tilde{\boldsymbol{\varphi}}} = -\dot{\boldsymbol{\varphi}}$ і адаптивний алгоритм дорівнює

$$\dot{\tilde{\boldsymbol{\varphi}}} = -\dot{\boldsymbol{\varphi}} = -\boldsymbol{\Lambda} \mathbf{W}^T \tilde{\mathbf{x}}, \quad (9)$$

то похідна функції Ляпунова (8) набуває вигляду

$$\dot{V} = -k_1 \tilde{z}^2 - k_2 \tilde{i}^2 \leq 0. \quad (10)$$

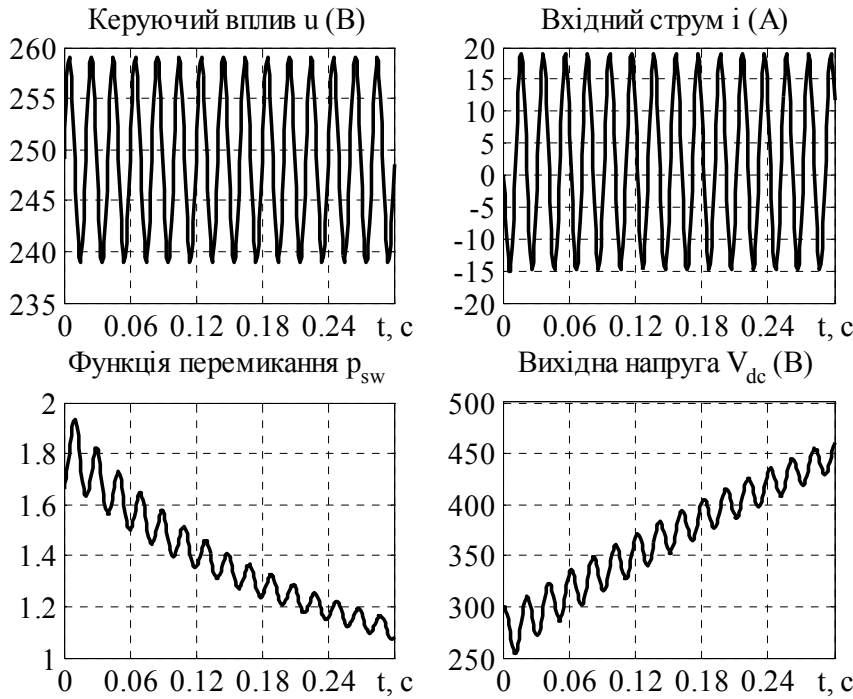


Рис. 2. Процеси, що характеризують режим роботи перетворювача

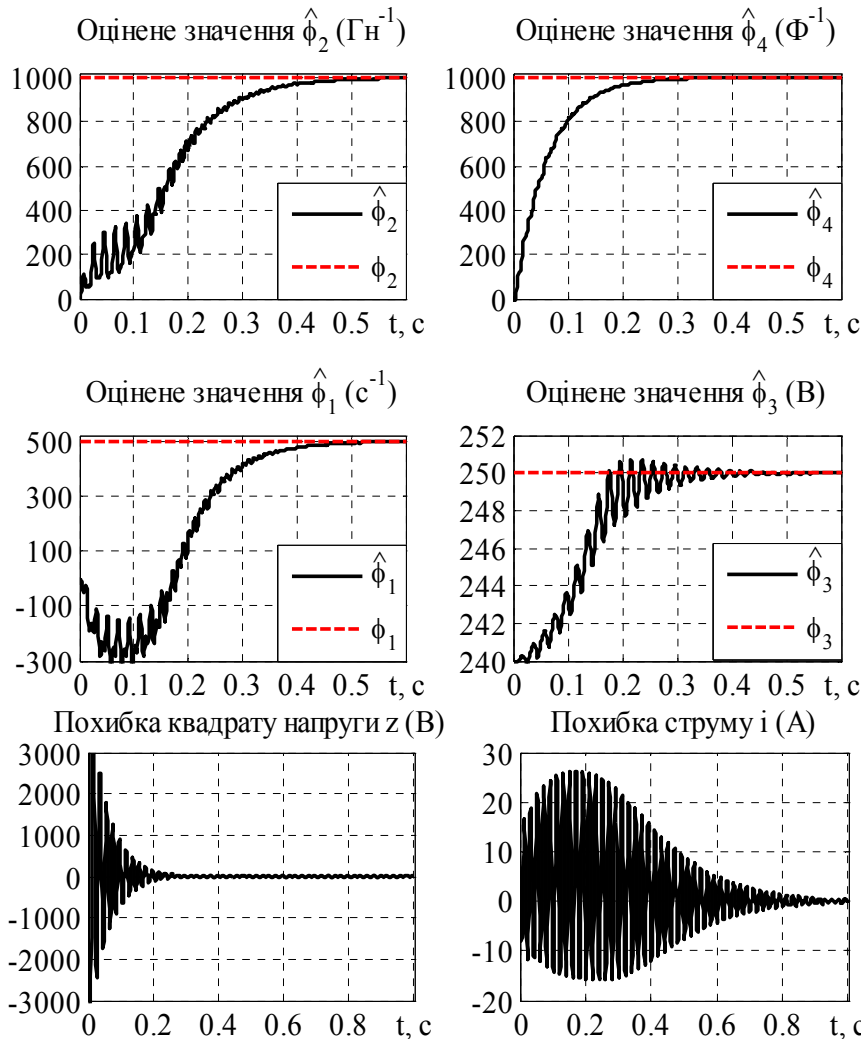


Рис. 3. Графіки перехідних процесів оцінювання параметрів R, L, E, C ($\phi_1 - \phi_4$)

З умов $V > 0$, $\dot{V} \leq 0$ можна зробити висновок, що вектори $\tilde{\mathbf{x}}$, $\tilde{\boldsymbol{\phi}}$ обмежені $\forall t \geq 0$. Пряме застосування леми Барбалата [15] встановлює, що $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{0}$.

Відмітимо, що матриця $\mathbf{W}$ і її похідна $\dot{\mathbf{W}}$ є обмеженими, якщо вхідний струм i , напруга ланки постійного струму V_{dc} (і відповідно керувальний вплив $u = (1 - u_{sw})V_{dc}$), а також струм навантаження i_L разом з їхніми похідними за часом є обмеженими.

Якщо існує додатна константа T , така, що матриця 5×5

$$\int_t^{t+T} \mathbf{W}^T(\tau) \mathbf{W}(\tau) d\tau > 0 \quad (11)$$

є додатно-визначеною $\forall t \geq 0$ (умова персистентності збудження), то $(\tilde{\mathbf{x}}, \tilde{\boldsymbol{\phi}}) = \mathbf{0}$ є глобально експоненційно стійким положенням рівноваги для лінійної системи [15], яка змінюється у часі й задається (6), (9). Вихідна система є локально стійкою.

Алгоритм ідентифікації параметрів (9) можна записати як

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\phi}}_1 &= -\dot{\hat{\phi}}_1 = -\lambda_1 \tilde{i}, \\ \dot{\hat{\phi}}_2 &= -\dot{\hat{\phi}}_2 = \lambda_2 (\hat{\phi}_3 - u) \tilde{i}, \\ \dot{\hat{\phi}}_3 &= -\dot{\hat{\phi}}_3 = \lambda_3 \hat{\phi}_2 \tilde{i}, \\ \dot{\hat{\phi}}_4 &= -\dot{\hat{\phi}}_4 = \lambda_4 u \tilde{i} \tilde{z}, \\ \dot{\hat{\phi}}_5 &= -\dot{\hat{\phi}}_5 = -\lambda_5 V_{dc} \tilde{z}. \end{aligned} \quad (12)$$

Із загальної форми рівнянь для адаптивних систем (6), (9) випливає,

що збіжність процесу оцінювання потребує ідентифікації всіх параметрів.

Відмітимо, що потенційно глобально стійка форма спостерігача впливає з (3) за умови заміни оцінювання компоненти $\varphi_3 = E$ на $\varphi_3' = E/L$. Однак у такому випадку процес оцінювання цієї компоненти стає повністю розімкнутим, тобто втрачається взаємозв'язок із процесом оцінювання φ_2 через (12). Налаштування такого спостерігача стає набагато більш складнішим, оскільки для стабілізації процесів оцінювання $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3'$ необхідно, щоб параметр φ_3' був оцінений першим, що практично не може бути забезпечено.

Дослідження динаміки спостерігача. Використовувалися такі номінальні параметри DC-DC перетворювача: вхідна індуктивність $L = 1$ мГн, внутрішній опір $R = 0.5$ Ом, ємність ланки постійного струму $C = 2000$ мкФ.

Вхідна напруга $E = 250$ В. Для застосованого перетворювача параметри φ_j : $\varphi_1 = R/L = 500\text{с}^{-1}$, $\varphi_2 = 1/L = 1000\text{Гн}^{-1}$, $\varphi_3 = E = 250\text{В}$, $\varphi_4 = 2/C = 1000\text{Ф}^{-1}$, $\varphi_5 = 2/Ci_L = 100\text{В/с}$.

Наведено результати тестувань таких систем: 1) алгоритм ідентифікації (4), (12); 2) алгоритм відпрацювання вихідної напруги; 3) адаптивний алгоритм керування.

1. Початкова ідентифікація параметрів. У цьому дослідженні спостерігач працює в режимі самоналаштування перетворювача (неробочому режимі), водночас формуються сигнали керування спеціальної форми для забезпечення умов персистентності збудження (12). Струм навантаження не прикладається $i_L = 0$. Зазначимо, що за роботи DC-DC перетворювача на резистивне навантаження для його оцінювання може застосовуватися оцінювання i_L (φ_5).

На рис. 2 показано ділянку процесів, які характеризують режим роботи перетворювача. Керувальна дія $u = E - 1 - U_m \sin(2\pi ft)$, де параметри синусоїди $U_m = 10$ В, $f = 50$ Гц вибрані так, щоб створювати «незначний» рівень коливань вихідної напруги для її обмеження. Компоненти $E - 1$ необхідні для стійкої роботи перетворювача.

Алгоритм налаштовано на: $k_1 = 1000$, $k_2 = 200$, $\lambda_1 = 50$, $\lambda_2 = 100$, $\lambda_3 = 0.005$, $\lambda_4 = 2 \cdot 10^{-3}$, $\lambda_5 = 0$. Початкова напруга ланки постійного струму $V_{dc}(0) = 250$ В. Усі початкові умови спостерігача є нульовими, окрім $\hat{z}(0) = 250^2 \text{ В}^2$ та $\hat{\varphi}_3(0) = 240$ В.

Графіки перехідних процесів оцінювання параметрів R, L, E, C ($\varphi_1 - \varphi_4$) зображено на рис. 3. Червоними лініями показано реальні значення параметрів, а чорними – їхні оцінені значення.

Із аналізу рис. 3 випливає, що ідентифікація параметрів, які пов'язані з динамікою вхідного струму (R, L, E), забезпечується лише одночасно, а додавання одночасного оцінювання параметру C проходить незалежно від оцінювання R, L, E .

Після завершення процедури самоналаштування, параметри можуть використовуватись в неадаптивних алгоритмах керування [16], [17].

2. Лінеаризуючий зворотним зв'язком алгоритм керування. Алгоритм керування напругою ланки постійного струму V_{dc} реверсивного DC-DC перетворювача синтезовано в [16], [17]. Він включає:

- регулятор струму (внутрішній):

$$\begin{aligned} u &= E - Ri^* + L(k_{i1}\tilde{i}_c + k_{i2}x_i), \\ \dot{x}_i &= \tilde{i}_c, \end{aligned} \quad (13)$$

де $\tilde{i}_c = i - i^*$ – 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;

- регулятор напруги (зовнішній):

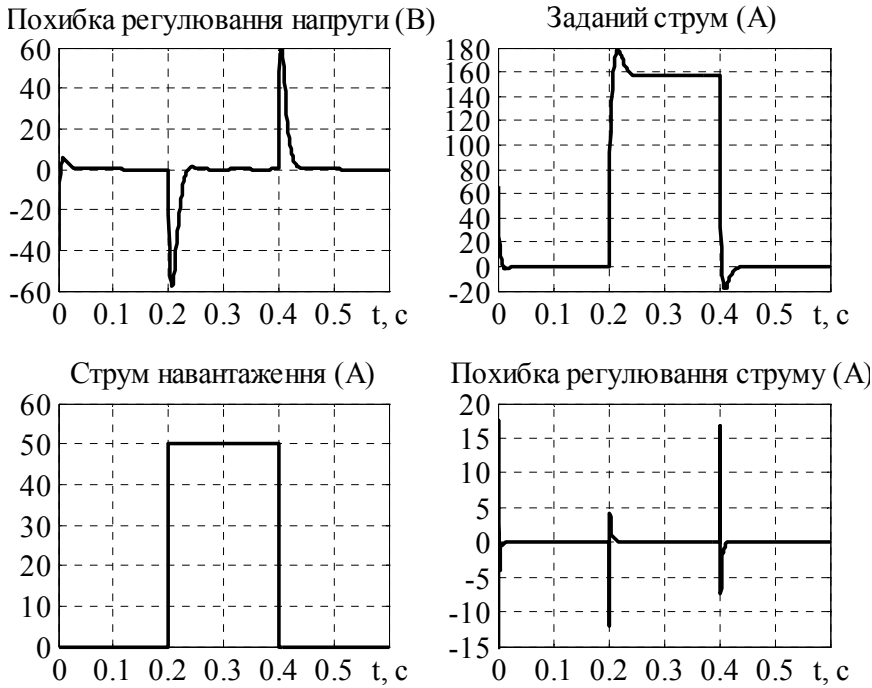


Рис. 4. Графіки перехідних процесів системи

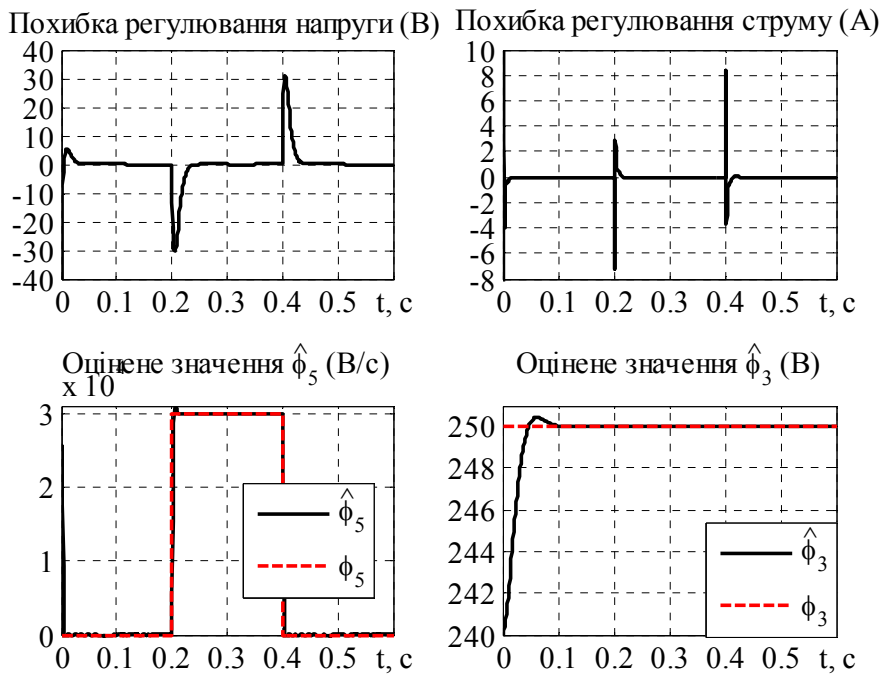


Рис. 5. Приклад реалізації регуляторів

$$\begin{aligned} \dot{i}^* &= \frac{C}{2E} \left(-k_v \tilde{z}_c - k_{vi} x_v + \frac{2}{C} V_{dc}^* i_L \right), \\ \dot{x}_v &= \tilde{z}_c. \end{aligned} \quad (15)$$

3. Алгоритм керування, адаптивний до змін вхідної напруги і струму навантаження. У цьому тестуванні встановлено $\hat{i}(0) = \hat{\phi}_3(0) = \hat{\phi}_5(0) = 0$, $\lambda_3 = 0.05$, $\lambda_5 = 1000$, $\hat{z}(0) = V_{dc}^2(0) = 500^2 \text{ В}^2$.

Приклад реалізації регуляторів (13), (15) на основі оцінених вхідної напруги E (параметра $\hat{\phi}_3$) та координатного збурення, струму навантаження i_L ($\hat{\phi}_5$) проілюстровано на рис. 5. Умови такого тесту є еквівалентними до режиму, коли втрачається зв'язок давача

$$\begin{aligned} \dot{i}^* &= \frac{C}{2E} (-k_v \tilde{z}_c - k_{vi} x_v), \\ \dot{x}_v &= \tilde{z}_c, \end{aligned} \quad (14)$$

де $\tilde{z}_c = z - z^*$ – похибка відпрацювання напруги; $z^* = V_{dc}^{*2}$ – задана напруга, $k_v > 0$, $k_{vi} > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора напруги.

Алгоритм налаштовано на $k_{i1} = 1000$, $k_{i2} = (k_{i1} + R/L)^2 / 2$; $k_v = 400$, $k_{vi} = k_v^2 / 4$.

Струм навантаження $i_L = 50 \text{ А}$ прикладається і

знімається в моменти часу 0.2 с і 0.4 с . Початкова напруга $V_{dc}(0) = 500 \text{ В}$. Графіки перехідних процесів системи показано на рис. 4.

З рис. 4 видно, що забезпечується асимптотичне регулювання напруги ланки постійного і вхідного струмів. Зауважимо, що за умови вимірювання струму навантаження i_L в регулятор напруги перетворювача можна завести його пряму компенсацію

вхідної напруги. Оцінювання струму навантаження дає можливість його компенсації.

Унаслідок порівняння графіків на рис. 4 і 5 можна зробити висновок, що адаптивний алгоритм керування з використанням розробленого спостерігача для оцінювання вхідної напруги і струму навантаження забезпечує не тільки стійкий процес відпрацювання заданої напруги, а й покращує динамічні показники її регулювання.

Висновки. Синтезовано алгоритм ідентифікації всіх параметрів для самоналаштування підвищувальних DC-DC перетворювачів на основі моделі повного порядку із використанням другого методу Ляпунова. Завдяки запропонованому нелінійному перетворенню координат спостерігач отримав просту, фізично обґрунтовану структуру з чіткими умовами для забезпечення персистентності збудження. На основі алгоритму розроблено одноетапну процедуру автономного самоналаштування перетворювача, яка гарантує локальну збіжність оцінок усіх параметрів у реальних умовах роботи перетворювача без необхідності попередніх даних.

Унаслідок прозорості структури алгоритм можна використовувати у складі систем керування напругою DC-DC перетворювачів із адаптацією до розглянутих параметрів та струму навантаження. Така адаптивна система зокрема може бути використана для відмовостійного керування за умови втрати сигналу вхідної напруги та/або струму навантаження, а також у системах з акумуляторними батареями, напруга і опір яких змінюються в процесі роботи.

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*. Vol. 1. 2020. 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*. Vol. 7. 2019. Pp. 117997–118019. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2937239>
3. Rashid M. H. (ed.) *Power electronics handbook*. Elsevier, 2024. 1500 p.
4. Tarzamni H., Gohari H. S., Sabahi M., Kyryä J. Nonisolated high step-up DC-DC converters: Comparative review and metrics applicability. *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 39. No. 1. 2024. Pp. 582–625. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2023.3264172>
5. Oucheriah S. Robust nonlinear adaptive control of a DC-DC boost converter with uncertain parameters. *International Journal of Innovative Computing Information and Control*. Vol. 11. No. 3. 2015. Pp. 893–902. DOI: <https://doi.org/10.24507/ijicic.11.03.893>
6. Lee B.-S., Kim S.-K., Park J.-H., Lee K.-B. Adaptive output voltage tracking controller for uncertain DC/DC boost converter. *International Journal of Electronics*. Vol. 103. No. 6. 2016. Pp. 1002–1017. DOI: <https://doi.org/10.1080/00207217.2015.1082206>
7. Linares-Flores J., Hernández Méndez A., García-Rodríguez C., Sira-Ramírez H. Robust nonlinear adaptive control of a "boost" converter via algebraic parameter identification. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 61. No. 8. 2014. Pp. 4105–4114. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2013.2284150>
8. Bao Y., Wang L. Y., Wang C., Jiang J., Jiang C., Duan C. Adaptive feedforward compensation for voltage source disturbance rejection in DC-DC converters. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. Vol. 26. No. 1. 2018. Pp. 344–351. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCST.2017.2661829>
9. Li R., Armstrong M., Gadoue S., Wang C. On-line parameter estimation of non-minimum phase switch mode power DC-DC boost converters. *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*. 2016. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1049/cp.2016.0172>
10. Vazani A., Mirshekali H., Mijatovic N., Ghaffari V., Dashti R., Hamid R. S., Mardani M. M., Dragičević T. Composite nonlinear feedback control of a DC-DC boost converter under input voltage and load variation. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*. Vol. 155. Part B. 2024. Pp. 1–14. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2023.109562>
11. Li C., Chen Z., Yao B. Indirect output voltage regulation of DC-DC boost converter with accurate parameter estimation. *43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*. 2017. Pp. 6211–6216. DOI: <https://doi.org/10.1109/IECON.2017.8217079>
12. Poon J., Jain P., Spanos C., Panda S. K., Sanders S. R. Fault prognosis for power electronics systems using adaptive parameter identification. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 53. No. 3. 2017. Pp. 2862–2870. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2017.2664052>
13. Peresada S., Nikonenko Y., Zaichenko Y. Parameters identification for self-commissioning of DC-DC boost converters. *IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. Lviv, Ukraine. 2021. Pp. 417–420. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON53503.2021.9575812>

14. 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. No. 2. Pp. 251–259. DOI: <https://doi.org/10.1109/63.76811>
15. Narendra K. S., Annaswamy A. M. Stable adaptive systems. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1989. 494 p.
16. Пересада С. М., Ніконенко Є. О., Ковбаса С. М., Кузнецов О., Лук'янчиков А. Л. Синтез двоконтурних систем керування напругою реверсивних підвищувальних DC-DC перетворювачів. *Технічна електродинаміка*. 2024. No 1. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.01.027>
17. Peresada S., Nikonenko Y., Kovbasa S. Voltage-current control in fully active hybrid energy storage systems. *IEEE 4th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. Kharkiv, Ukraine. 2023. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek61412.2023.10312949>

PARAMETERS OBSERVER OF BUCK- BOOST DC-DC CONVERTERS

Y. Nikonenko, M. Filonenko

National Technical University of Ukraine Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute,
Beresteyskyi ave., 37, 03056 Kyiv, Ukraine,
e-mail: evgeniy.nykonenko@gmail.com

A new algorithm for self-commissioning procedure of reversible boost-buck DC-DC converters is presented. It does not require prior information about any of their model parameters. It is based on the closed-loop adaptive observer of the DC-link voltage and input current of converter model in average coordinates. Observer provides identification of all parameters namely: resistance and inductance of input inductor, DC-link capacitance and input voltage. Local stability properties are proven for physical operating conditions based on second Lyapunov method. Due to the simple structure of the observer, it can be used as part of adaptive voltage control systems for buck- boost DC-DC converters. For such an adaptive system, an additional estimating law is designed for the coordinate disturbance, the load current. Simulation results show fast convergence of the estimation errors of parameters and the load current. Ref. 17, fig. 5.

Keywords: DC-DC converter, parameter identification, disturbance estimation, observer, stability, estimation error dynamics.

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*. Vol. 1. 2020. 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*. Vol. 7. 2019. Pp. 117997–118019. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2937239>
3. Rashid M. H. (ed.) Power electronics handbook. Elsevier, 2024. 1500 p.
4. Tarzamni H., Gohari H. S., Sabahi M., Kyyrä J. Nonisolated high step-up DC–DC converters: Comparative review and metrics applicability. *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 39. No. 1. 2024. Pp. 582–625. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2023.3264172>
5. Oucheriah S. Robust nonlinear adaptive control of a DC-DC boost converter with uncertain parameters. *International Journal of Innovative Computing Information and Control*. Vol. 11. No. 3. 2015. Pp. 893–902. DOI: <https://doi.org/10.24507/ijicic.11.03.893>
6. Lee B.-S., Kim S.-K., Park J.-H., Lee K.-B. Adaptive output voltage tracking controller for uncertain DC/DC boost converter. *International Journal of Electronics*. Vol. 103. No. 6. 2016. Pp. 1002–1017. DOI: <https://doi.org/10.1080/00207217.2015.1082206>
7. Linares-Flores J., Hernández Méndez A., García-Rodríguez C., Sira-Ramírez H. Robust nonlinear adaptive control of a "boost" converter via algebraic parameter identification. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 61. No. 8. 2014. Pp. 4105–4114. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2013.2284150>
8. Bao Y., Wang L. Y., Wang C., Jiang J., Jiang C., Duan C. Adaptive feedforward compensation for voltage source disturbance rejection in DC–DC converters. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. Vol. 26. No. 1. 2018. Pp. 344–351. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCST.2017.2661829>
9. Li R., Armstrong M., Gadoue S., Wang C. On-line parameter estimation of non-minimum phase switch mode power DC-DC boost converters. *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*. 2016. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1049/cp.2016.0172>
10. Vazani A., Mirshekali H., Mijatovic N., Ghaffari V., Dashti R., Hamid R. S., Mardani M. M., Dragičević T. Composite nonlinear feedback control of a DC-DC boost converter under input voltage and load variation. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*. Vol. 155. Part B. 2024. Pp. 1–14. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2023.109562>
11. Li C., Chen Z., Yao B. Indirect output voltage regulation of DC-DC boost converter with accurate parameter estimation. *43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*. 2017. Pp. 6211–6216. DOI: <https://doi.org/10.1109/IECON.2017.8217079>

12. Poon J., Jain P., Spanos C., Panda S. K. and Sanders S. R. Fault prognosis for power electronics systems using adaptive parameter identification. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 53. No. 3. 2017. Pp. 2862–2870. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2017.2664052>
13. Peresada S., Nikonenko Y., Zaichenko Y. Parameters identification for self-commissioning of DC-DC boost converters. *IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. Lviv, Ukraine. 2021. Pp. 417–420. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON53503.2021.9575812>
14. 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. No. 2. Pp. 251–259. DOI: <https://doi.org/10.1109/63.76811>
15. Narendra K. S., Annaswamy A. M. Stable adaptive systems. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1989. 494 p.
16. Peresada S. M., Nikonenko Y. O., Kovbasa S. M., Kuznietsov A., Lukianchikov A. L. Design of cascaded voltage control systems of bidirectional DC-DC buck-boost converters. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2024. No 1. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.01.027> (Ukr)
17. Peresada S., Nikonenko Y., Kovbasa S. Voltage-current control in fully active hybrid energy storage systems. *IEEE 4th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. Kharkiv, Ukraine. 2023. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek61412.2023.10312949>

Надійшла: 01.12.2024

Прийнята: 29.01.2025

Submitted: 01.12.2024

Accepted: 29.01.2025