

## КОМБІНОВАНЕ КЕРУВАННЯ ДВОНАПРАВЛЕНИМИ DC-DC ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ ДЛЯ ВИСОКОДИНАМІЧНИХ НАВАНТАЖЕНЬ

С.М. Пересада<sup>1\*</sup>, докт. техн. наук, Є.О. Ніконенко<sup>1\*\*</sup>, докт. філософ., С.Е. Ляшевський<sup>2\*\*\*</sup>, проф.

<sup>1</sup> НТУ України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»,

пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна,

e-mail: [sergei.peresada@gmail.com](mailto:sergei.peresada@gmail.com).

<sup>2</sup> Рочестерський Технологічний Інститут,  
Рочестер, Нью-Йорк, США.

*Роботу присвячено розробці каскадних систем керування напругою ланки постійного струму реверсивних силових DC-DC перетворювачів, які живлять високодинамічні навантаження, такі як векторно-керовані синхронні електроприводи. Новітні результати по розробці методів синтезу і аналізу керувань DC-DC перетворювачів, які є суттєво нелінійними та немінимально фазовими об'єктами, дали змогу не тільки синтезувати системи з підвищеними показниками якості керування, але й встановили невідомі раніше властивості, що важливі для їх подальшого вдосконалення і оптимізації. Показано, що струм навантаження діє не тільки як зовнішнє збурення, але й впливає на параметри замкненої системи і таким чином визначає показники якості керування та її стійкість. Задля послаблення впливу варіацій параметрів, обумовлених цим явищем, запропоновано використовувати комбіноване керування, яке містить: а) оптимізацію каскадної системи на 'симетричний' оптимум з налаштуванням виходячи з 'найгіршого випадку', що забезпечує заданий запас стійкості відносно максимального значення навантаження; б) компенсацію збурення на основі вимірювання або оцінювання струму навантаження. В той час як перша технологія покращує робастність відносно значень струмів, але зменшує динамічну точність, друга сприяє підвищенню точності стабілізації напруги. Для DC-DC перетворювачів, які живлять векторно-керовані синхронні двигуни з постійними магнітами (IPMSM), розрахунок навантаження здійснюється з рівняння балансу потужності системи «DC-DC перетворювач – електропривод». Композитна електромеханічна система забезпечує високі показники якості перехідних процесів DC-DC перетворювача разом з розширеним діапазоном навантаження, що підтверджується результатами експериментів, а також моделювання на основі експериментальних процесів синхронного електроприводу. Бібл. 13, рис. 7, табл. 1.*

**Ключові слова:** DC-DC перетворювач, комбінований алгоритм керування, регулятор напруги, стійкість, компенсація струму навантаження, електропривод.

**Вступ.** Реверсивні DC-DC перетворювачі (англ. two-quadrant/bidirectional DC-DC buck-boost converters) широко застосовуються в електромобілях, системах накопичення енергії, джерелах живлення для регулювання напруги ланки постійного струму [1, 2]. Системи керування силовими DC-DC перетворювачами мають забезпечувати задані динамічні характеристики і властивості стійкості по відношенню до «великих» струмів навантаження, які наближені до критичних значень, виходячи з балансу потужностей [3, 4]. 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 рівнянні 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 і технічних досліджень, узагальнення якої надано в [1 – 5] (див. літературу в них). Як теоретично, так і технічно орієнтовані наукові співтовариства запропонували цілу низку методів, які базуються на класичній теорії керування та передових методах сучасного нелінійного керування з урахуванням як усереднених координат перетворювача [6], так і його миттєвих значень. Багато сучасних рішень, наприклад, модельне предиктивне керування [7], дають змогу досягти високих динамічних характеристик але їх динамічну поведінку важко передбачити під час синтезу регулятора. Методи керування на основі принципу пасивності [5], а також другого методу Ляпунова [8, 9], також не дають можливості сформулювати наперед задані динамічні показники. В

© Пересада С.М., Ніконенко Є.О., Ляшевський С.Е., 2026

ORCID: \* <https://orcid.org/0000-0001-8948-722X>; \*\* <https://orcid.org/0000-0003-2379-5566>;

\*\*\* <https://orcid.org/0000-0003-1340-4824>

© Видавець ВД «Академперіодика» НАН України, 2026



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0

<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

[10] показано, що існує лінеаризуючий зворотним зв'язком алгоритм керування у просторі енергетичних змінних стану: повна енергія в системі і миттєва потужність. Результируюча динаміка при цьому лінійна і стійка в межах забезпечення умов балансу потужностей. Практично таку систему не можна реалізувати, оскільки це вимагає точної інформації про параметри елементів накопичення енергії: ємності ланки постійного струму і вхідної індуктивності для розрахунку регульованої енергії. Лише деякі методи керування забезпечують ефективне обмеження вхідного струму.

Як впливає з аналізу літературних джерел та з практичної точки зору, найбільш розповсюдженим підходом є застосування структури системи керування зі зворотним зв'язком за повним вектором стану із каскадно-з'єднаними контурами регулювання вхідного струму і вихідної напруги, які мають різні модифікації лінійних пропорційно-інтегральних (ПІ) регуляторів. Такі системи, де-факто відомі як 'стандартні', є достатньо робастними і забезпечують просте обмеження внутрішніх змінних, а також відносно прості в реалізації. Для більшості алгоритмів синтез і аналіз регуляторів проведено на основі спрощуючих припущень через складність, зумовлену значною нелінійністю та немінімально-фазовим характером моделі. Таке рішення забезпечує задовільні результати для струмів навантаження, які є відносно невеликими, порівняно з критичним значенням балансу потужності, і змінюються повільно.

У [11] автори запропонували новий метод синтезу і аналізу каскадної системи керування DC-DC перетворювачем, який базується на частковій лінеаризації зворотним зв'язком та розділенні в часі процесів, що призводить до формування особливої нелінійно взаємопов'язаної структури у контурі зворотного зв'язку двох лінійних асимптотично стійких систем. В результаті лінеаризована в околі початку координат система показує, що струм навантаження діє не лише як зовнішнє збурення, а й змінює параметри замкненої системи, визначаючи таким чином запас стійкості та динамічні характеристики. Ця особливість відкриває перспективи для вдосконалення загального алгоритму керування на основі інформації про струм навантаження із впровадженням доступних методів керування задля стабілізації динаміки системи і застосування методів компенсації збурень (комбінованого керування). Основна увага у цьому дослідженні приділяється потужним DC-DC перетворювачам, які мають забезпечувати достатню динамічну ефективність і розширений діапазон стійкості відносно великих струмів навантаження, необхідних, наприклад, для живлення електроприводів електричних транспортних засобів на основі векторно-керуваних IPMSM.

**Метою роботи** є розробка нового залежного від струму навантаження комбінованого алгоритму керування силовими DC-DC перетворювачами, які живлять високодинамічні активні навантаження, такі як електроприводи, задля підвищення динамічних показників DC-DC перетворювача і розширення діапазону навантаження.

**Керування DC-DC перетворювачем.** Схему реверсивного DC-DC перетворювача напруги показано на рис. 1, де  $V_{dc}$ ,  $i$  – вихідна напруга та вхідний струм;  $i_L$  – струм навантаження;  $L$ ,  $R$  – індуктивність та опір вхідного кола;  $E$  – напруга джерела живлення;  $C$  – ємність ланки постійного струму;  $Q$ ,  $\bar{Q}$  – сигнали керування напівпровідниковими ключами. 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.

Математична модель DC-DC перетворювача описується наступними рівняннями [1]:

$$\begin{aligned} \dot{z} &= \frac{2}{C} ([1 - u_{sw}] V_{dc} i - V_{dc} i_L), \\ \dot{i} &= \frac{1}{L} (-Ri - [1 - u_{sw}] V_{dc} + E), \end{aligned} \quad (1)$$

де  $z = V_{dc}^2$ , а функція перемикування ключів визначається як

$$u_{sw} = \{0, 1\}.$$

В моделі (1) регульованою координатою є квадрат вихідної напруги  $z$ ;  $u_{sw}$  – керуюча дія (функція перемикування); струм навантаження  $i_L$  – збурення. Модель (1), (2) є нелінійною немінімально-фазовою [5]. Керуюча дія  $u_{sw}$  є розривною функцією і формується як ШІМ-сигнал. За умов коректно розрахованої частоти комутації переходять до моделі в усереднених координатах [6]

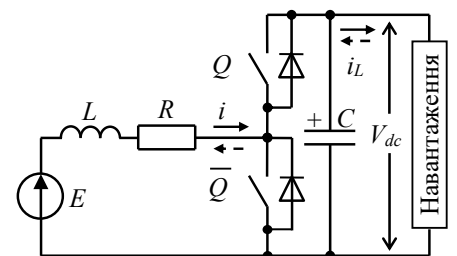


Рис. 1 (2)

$$\begin{aligned}\dot{z} &= \frac{2}{C}(ui - V_{dc}i_L), \\ \dot{i} &= \frac{1}{L}(-Ri + E - u),\end{aligned}\quad (3)$$

де

$$u = (1 - u_{sw})V_{dc}, \quad (4)$$

є безперервною обмеженою функцією.

Нехай для моделі (3) виконуються наступні припущення.

A.1. Вхідна і задана напруги є додатними і сталими:  $(V_{dc}^*, E) > 0$ ,  $E = \text{const}$ ,  $z^* = V_{dc}^{*2} = \text{const}$ .

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

A.3. Струми  $i$ ,  $i_L$  та вихідна напруга  $V_{dc}$  є доступними для вимірювання.

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

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{z} = 0, \quad \tilde{z} = z - z^*, \quad (5)$$

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

*Керування напругою і струмом.* Нелінійні перетворення  $z = V_{dc}^2$  та  $u = (1 - u_{sw})V_{dc}$  в моделі (1) здійснюють перший крок часткової лінеаризації зворотним зв'язком вихідної динамічної моделі.

Згідно процедури синтезу алгоритмів керування для каскадних систем сформуємо лінійний ПІ-регулятор струму у вигляді

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

де  $\tilde{i} = i - i^*$  – похибка відпрацювання струму;  $i^*$  – заданий струм (вихід регулятора напруги);  $(k_{i1}, k_{ii}) > 0$  – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора струму.

Після підстановки (6) у 2-е рівняння (3) результуюча динаміка похибки регулювання струму буде

$$\begin{aligned}\dot{x}_i &= \tilde{i}, \\ \dot{\tilde{i}} &= -k_{i1}\tilde{i} - k_{ii}x_i - \dot{i}^*,\end{aligned}\quad (7)$$

де  $k_i = k_{i1} + R/L$ .

Регулятор (6) забезпечує компенсацію сталої часу  $L/R$  у другому рівнянні системи (3), якщо регулятор налаштовано як  $Lk_{ii} = R/\tau_i$ ,  $k_{i1} = 1/\tau_i$  де  $\tau_i$  – стала часу контуру регулювання струму. Результуюча динаміка струму при цьому спрощується до вигляду

$$\dot{\tilde{i}} = -\frac{1}{\tau_i}\tilde{i} - \dot{i}^*. \quad (8)$$

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

$$\tilde{V}_{dc} = \frac{\tilde{z}}{V_{dc} + V_{dc}^*}, \quad V_{dc}i_L = \frac{\tilde{z}}{V_{dc} + V_{dc}^*}i_L + V_{dc}^*i_L, \quad V_{dc}^*i_L = \text{const}.$$

Із врахуванням (6), динаміка напруги ланки постійного струму приймає вигляд

$$\dot{\tilde{z}} = \frac{2}{C} \left( -\frac{i_L}{V_{dc} + V_{dc}^*} \tilde{z} + (E - Ri^* + v)(i^* + \tilde{i}) - V_{dc}^*i_L \right). \quad (9)$$

Оскільки  $(E - Ri^*) \approx E > 0$ , з (9) можна сформулювати лінійний ПІ-регулятор напруги

$$\begin{aligned}i^* &= \frac{C}{2} \frac{1}{E} (-k_v \tilde{z} - k_{vi} x_v), \\ \dot{x}_v &= \tilde{z},\end{aligned}\quad (10)$$

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

Після поєднання (7), (9), (10) результуюча динаміка похибки відпрацювання напруги набуває вигляду

$$\begin{aligned}\dot{x}_v &= \tilde{z}, \\ \dot{\tilde{z}} &= - \left( \frac{2}{C} \frac{1}{V_{dc} + V_{dc}^*} i_L + \frac{E - Ri^*}{E} k_v \right) \tilde{z} - \frac{E - Ri^*}{E} k_{vi} x_v + \frac{2}{C} (v i^* + (E - Ri^* + v) \tilde{i} - V_{dc}^* i_L),\end{aligned}\quad (11)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= \tilde{i}, \\ \dot{\tilde{i}} &= -k_i \tilde{i} - k_{ii} x_i - i^*, \end{aligned} \quad (12)$$

де  $v = L(k_{i1} \tilde{i} + k_{ii} x_i)$ ,  $(2/C)i_L / (V_{dc} + V_{dc}^*) + k_v(E - Ri^*) / E > 0$ .

**Аналіз стійкості системи та налаштування регуляторів.** Нелінійна немінимально-фазова система (11) і (12) описує динамічну поведінку контурів напруги і струму та представляє собою включені у контурі нелінійного зворотного зв'язку дві лінійні асимптотично стійкі підсистеми (в ізолюваному стані). Така конфігурація дає змогу виконувати аналіз стійкості і налаштування регуляторів для специфікації динамічних характеристик шляхом лінеаризації системи і наступного розділення у часі процесів у контурах регулювання. Згідно теорії каскадних систем внутрішній контур струму має бути принаймні у кілька разів швидшим за зовнішній контур регулювання напруги [11].

Оскільки внутрішній опір індуктивності є паразитним, розглянемо систему з  $R = 0$  у режимі без навантаження  $V_{dc}^* i_L = 0$ . Нехтуючи білінійними нелінійностями в (11), отримаємо (з налаштуванням (8))

$$\begin{aligned} \dot{x}_v &= \tilde{z}, \\ \dot{\tilde{z}} &= -k_v \tilde{z} - k_{vi} x_v + \frac{2}{C} E \tilde{i}, \\ \dot{\tilde{i}} &= -k_i \tilde{i} + \frac{C}{2} \frac{1}{E} (k_v \tilde{z} + k_{vi} \tilde{z}). \end{aligned} \quad (13)$$

Структура (13) дає можливість досліджувати стійкість положення рівноваги  $(x_v, \tilde{z}, \tilde{i}) = \mathbf{0}$  на основі так званої «номінальної» динаміки без струму навантаження. Передаточна функція розімкненої системи, яка відповідає (13), дорівнює

$$W_{r1}(p) = \frac{(2\xi_v \tau_v p + 1)}{\tau_v^2 p^2} \cdot \frac{1}{(\tau_i p + 1)}, \quad (14)$$

де  $\tau_v^{-2} = \omega_{0v}^2 = k_{vi}$ ,  $\omega_{0v}$  – частота недемпфованих коливань ізолюваного контуру регулювання напруги;  $\omega_{0i} = \tau_i^{-1}$ ,  $k_v = 2\xi_v \omega_{0v}$ , де  $\xi_v$  – коефіцієнт демпфування контуру регулювання напруги.

Динаміка системи, яка описується передаточною функцією розімкненої системи (14), відповідає структурі, яка дає змогу здійснювати налаштування відповідно до «симетричного оптимуму» [11]. Стандартне налаштування з  $\zeta = 1$  ( $k_{vi} = k_v^2 / 4$ ) або  $\zeta = \sqrt{2}/2$  ( $k_{vi} = k_v^2 / 2$ ) зазвичай використовується для динаміки ізолюваного контуру напруги 2-го порядку, коли характерні частоти (14) розташовані на відстані  $2x$  октав від частоти зрізу. Важливо зазначити, що «номінальна» динаміка має чітко визначені динамічні характеристики та є робастною до обмежених параметричних збурень.

Якщо  $i_L \neq 0$ , то структура (11), (12) є суттєво нелінійною і може розглядатися як «номінальна» лінійна динаміка (13), збурена залежними від навантаження компонентами, як впливає з передаточної функції лінеаризованої розімкнутої системи (11)

$$W_r(s) = \frac{(2\xi_v \tau_v s + 1) \left[ 1 - \frac{L}{E^2} V_{dc}^* i_L s \right] + \left[ \frac{1}{C V_{dc}^*} \tau_v^2 i_L s (\tau_i s + 1) \right]}{\tau_v^2 p^2 (\tau_i s + 1)}. \quad (15)$$

У [11] запропоновано використання умови  $\rho > 2\sqrt{2}$  задля збільшення запасу стійкості відносно навантаження. За такого налаштуванні існує максимальне значення  $i_{L\max}$ , за якого лінеаризована система (15) є асимптотично стійкою за умови, що струм навантаження  $i_L \leq i_{L\max}$ , а отже,  $(x_v, \tilde{z}, \tilde{i}) = \mathbf{0}$  є локально асимптотично стійким положенням рівноваги нелінійної системи (11), (12). Важливість такого представлення полягає в тому, що лінеаризована система дає змогу визначити  $V_{dc}^* i_L$  не тільки як зовнішнє збурення, але й оцінити його вплив на параметри замкненої системи. Таким чином, запропоноване представлення дає змогу проаналізувати вплив  $i_L$  на стійкість системи та її динамічні характеристики. Для цього зручно представити характеристичне рівняння системи (15) в наступній формі:

$$\tau_v^2 \tau_i s^3 + \tau_v^2 k_2(i_L) s^2 + \tau_v^2 k_1(i_L) s + 1 = 0, \quad (16)$$

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

З умов  $k_1(i_L) > 0$  та  $k_2(i_L) > 0$  випливає, що для фіксованої  $\tau_i$  коефіцієнти налаштування регулятора напруги ( $k_v, k_{vi}$ ) мають бути різними для різних значень струму навантаження. На першому етапі налаштування регулятора напруги базується на стандартному «симетричному оптимумі» для  $i_L = 0$ :

$\omega_{oi} = \rho\omega_{ov}$ ,  $\rho = 2\sqrt{2}$ ,  $\zeta = \sqrt{2}/2$  з фіксованою бажаною (досяжною) динамікою контуру струму, яка визначається  $\omega_{oi} = \tau_i^{-1}$ . В результаті розрахунків початкове значення налаштування регулятора напруги визначається як  $k_v = 2\zeta_v\omega_{ov}$ ,  $k_{vi} = \omega_{ov}^2$ . У випадку, коли  $i_L = \text{const}$  або змінюється повільно, можна напряму переналаштувати коефіцієнти регулятора напруги ( $k_v$ ,  $k_{vi}$ ) у функції виміряного  $i_L$  з метою розширення зони стійкості, а відповідно і навантажувальної здатності порівняно зі стандартним налаштуванням на «симетричний оптимум».

На відміну від найбільш розповсюджених джерел живлення з постійним навантаженням, системи керування силових DC-DC джерел живлення електромобілів на основі акумуляторних батарей повинні забезпечувати задані динамічні характеристики і розширений діапазон стійкості відносно 'великих' і швидкозмінних двонаправлених струмів навантаження. У таких системах слід враховувати максимальні значення струму навантаження, щоб визначити налаштування для «найгіршого випадку»  $|i_L| \leq i_{L\max}$ ,  $i_{L\max} = \text{const}$ . Одним із можливих підходів є пошук відповідного співвідношення  $k_v(i_{L\max})$  з  $k_{vi}(i_{L\max}) = k_v^2(i_{L\max}) / (2 \div 4)$  задля встановлення однакового запасу стійкості для різних струмів навантаження, наприклад, з урахуванням логарифмічних амплітудно-фазових частотних характеристик системи або інших доступних методів для лінійних систем зі змінними параметрами.

**Приклад налаштування.** Параметри DC-DC перетворювача надано в Додатку А;  $E = 130$  В,  $V_{dc}^* = 300$  В. Налаштування регулятора струму  $\tau_i^{-1} = \omega_{oi} = 1800$  рад/с.

Відповідно до підходу забезпечення однакового запасу стійкості за фазою для різних струмів навантаження, необхідні дані, отримані з логарифмічних характеристик  $W_r(s)$  (15), які показано на рис. 2, а, зведено в таблицю.

Номер тесту	1	2	3	4	5	6
Струм навантаження $i_L$ , А	0	0.5	1	2	3	5
Пропорційна складова $k_v$	900	900	770	600	495	370
Частота зрізу, рад/с	900	903	793	643	546	425
Запас фазової стійкості, °	37	31	31	31	31	31

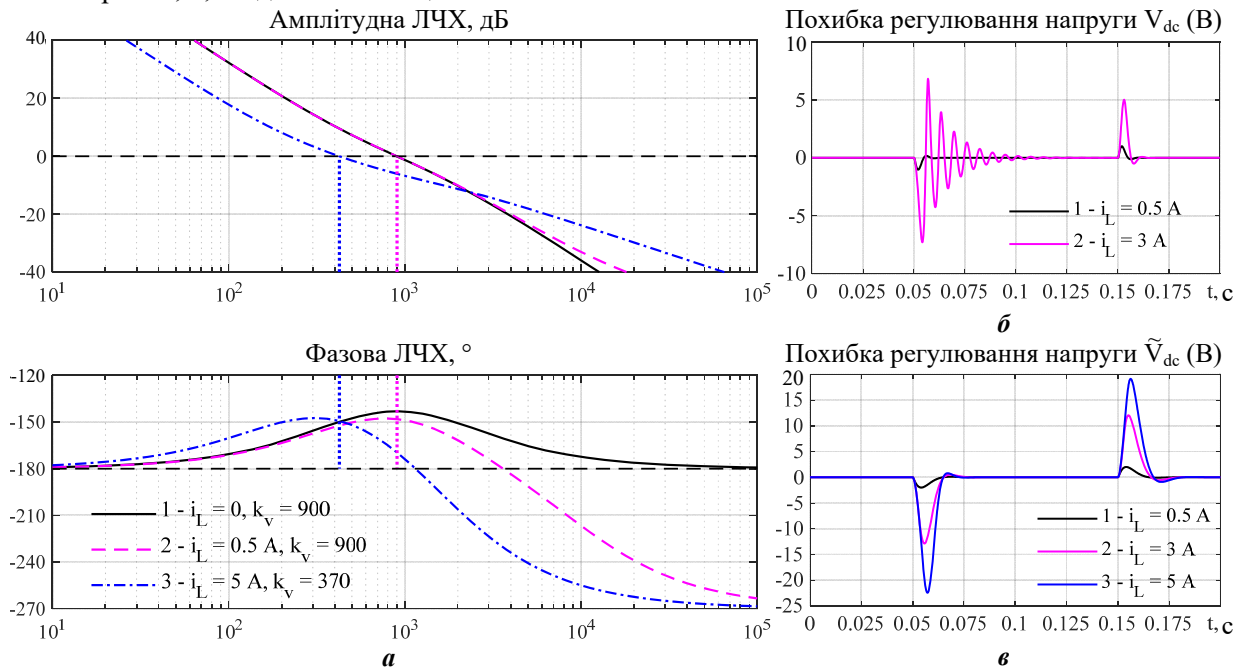


Рис. 2

Перехідні процеси для налаштування згідно стандартного «симетричного оптимуму» ( $k_i = 1800$ ,  $k_v = 900$ ) зображено на рис. 2, б для струмів навантаження  $i_L = [0, 5; 3]$  А. Струм навантаження подається в момент  $t = 0.05$  с і знімається в момент  $t = 0.15$  с із обмеженою швидкістю зміни 1 А/мс. Зауважимо, що система втрачає стійкість з  $i_L = 5$  А. Перехідні процеси для запропонованого налаштування згідно Таблиці для  $i_L \leq i_{L\max} = 5$  А ( $k_i = 1800$ ,  $k_v = 370$ ), які показано на рис. 2, в, демонструють стійке відпрацювання напруги для всіх струмів  $i_L \leq i_{L\max}$ .

**Алгоритм комбінованого керування з компенсацією навантаження.** Головне обмеження підходу з налаштуванням регулятора напруги на «найгірший випадок» полягає в механізмі підвищення стійкості: за умов збільшення струму навантаження необхідно зменшувати частоту зрізу кон-

туру регулювання напруги, щоб зберегти той самий запас фазової стійкості. Це призводить до зниження динамічної точності, тоді як показники якості перехідних процесів напруги залишаються майже незмінними (рис. 2, в).

З метою підвищення динамічної точності запропоновано здійснювати компенсацію збурення, виходячи з наступного алгоритма функціонування. Розроблена каскадна система керування (11), (12) має фізично обґрунтовану структуру, яка формує регулюючий струм за допомогою високошвидкісного внутрішнього контуру регулювання відповідно до рівняння балансу потужності. З (11) випливає, що збурення має фізичний зміст вихідної потужності  $V_{dc}^* i_L$  відповідно до рівняння балансу потужності в усталеному режимі  $Ei - Ri^2 - V_{dc}^* i_L = 0$ , тому компенсуюча складова заданого струму розраховується як

$$i_c^* = \frac{E - \sqrt{E^2 - 4RV_{dc}^* i_L}}{2R}.$$

Модифікований динамічний регулятор напруги з компонентою компенсації навантаження побудовано на основі (10) таким чином ( $R = 0$ ):

$$\begin{aligned} i^* &= \frac{C}{2} \frac{1}{E} (-k_v \tilde{z} - k_{vi} x_v) + \frac{1}{E} \xi, \\ \dot{x}_v &= \tilde{z}, \\ \dot{\xi} &= -\tau_f^{-1} \xi + \tau_f^{-1} (V_{dc}^* i_L), \end{aligned} \quad (17)$$

де  $\xi$  – фільтрована компонента компенсації навантаження;  $\tau_f$  – стала часу фільтру низьких частот.

Рівняння динаміки похибок напруги і струму в системі з комбінованим регулятором (17) має вигляд ( $R = 0$ )

$$\begin{aligned} \dot{x}_v &= \tilde{z}, \\ \dot{\tilde{z}} &= -\left( \frac{2}{C} \frac{1}{V_{dc} + V_{dc}^*} i_L + k_v \right) \tilde{z} - k_{vi} x_v + \frac{2}{C} \xi + \frac{2}{C} (v i^* + (E+v) \tilde{i} - V_{dc}^* i_L), \\ \dot{\xi} &= -\tau_f^{-1} \xi + \tau_f^{-1} (V_{dc}^* i_L), \\ \dot{\tilde{i}} &= -\frac{1}{\tau_i} \tilde{i} + k_v \tilde{z} + k_{vi} \tilde{z} - \frac{1}{E} (-\tau_f^{-1} \xi + \tau_f^{-1} (V_{dc}^* i_L)). \end{aligned} \quad (18)$$

З (18) в усталеному режимі маємо  $\lim_{t \rightarrow \infty} \xi(t) = V_{dc}^* i_L$ , що за-

безпечує компенсацію збурення в усталеному режимі. З іншої сторони, механізм компенсації навантаження в (17) є розімкненим, а отже, не впливає на стійкість замкненої системи; причому для малих  $\tau_f$  за достатньо швидкому контуру регулювання струму компенсація збурення також відбувається швидко [12]. Структурну схему замкненої системи наведено на рис. 3.

**Результати експериментальних тестувань і дослідження моделюванням.** Проведено дві серії експериментальних тестів з метою підтвердження ефективності розробленого алгоритму керування з властивостями компенсації збурення. Перша серія присвячена тесту з постійним активним двополярним струмом, який формується інвертором струму. У другій серії тестів DC-DC перетворювач живить високодинамічну електромеханічну систему на основі векторно-керованого IPMSM.

*Тестування з постійним навантаженням.* Експериментальна установка складається з DC-DC перетворювача, який живиться від літій-іонних акумуляторних батарей з напругою  $E = 54$  В; частота ШІМ 10 кГц із «мертвим часом» 2 мкс,  $V_{dc}^* = 100$  В,  $V_{dc}(0) = 54$  В. Додатній струм навантаження 1 А подавався і знімався в моменти  $t = 0.1$  с та  $t = 0.2$  с, за яким слідувало аналогічне регенеративне навантаження. Для обох алгоритмів керування як з компенсацією збурень, так і без неї, регулятори налаштовано однаково:  $\tau_i = 1000$  рад/с,  $k_v = 300$ ,  $k_{vi} = k_v^2 / 4$  ( $\zeta_v = 1$ ),  $\tau_f = 0.005$  с, час дискретизації 100 мкс. Зауважимо, що для демонстрації ефективності компенсації струму навантаження встановлено достатньо великий розподіл у часі між контурами керування  $\rho = 6.7$ .

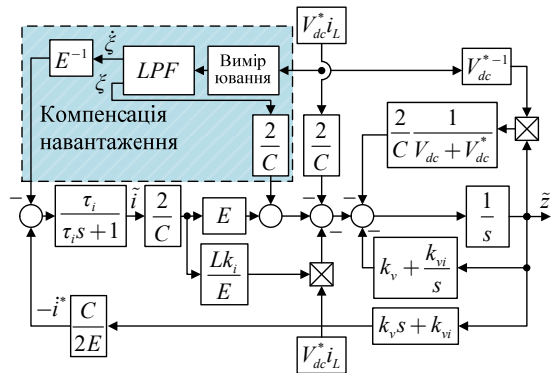


Рис. 3

На рис. 4 показано перехідні процеси: *a* – регулятор (4), (6), (10), налаштований на «симетричний оптимум» (експеримент); *б, в* – регулятор з компенсацією навантаження (4), (6), (17) (експеримент і моделювання). Порівняння результатів експерименту і моделювання, показаних на рис. 4, демонструє ефективність застосованої комбінованої методу керування: точність регулювання напруги підвищено майже на порядок без погіршення якості перехідних процесів. Хоча динамічна поведінка системи є досить нелінійною, похибки регулювання напруги мають малу амплітуду і добре демпфовані, струм має сприятливий «профіль».

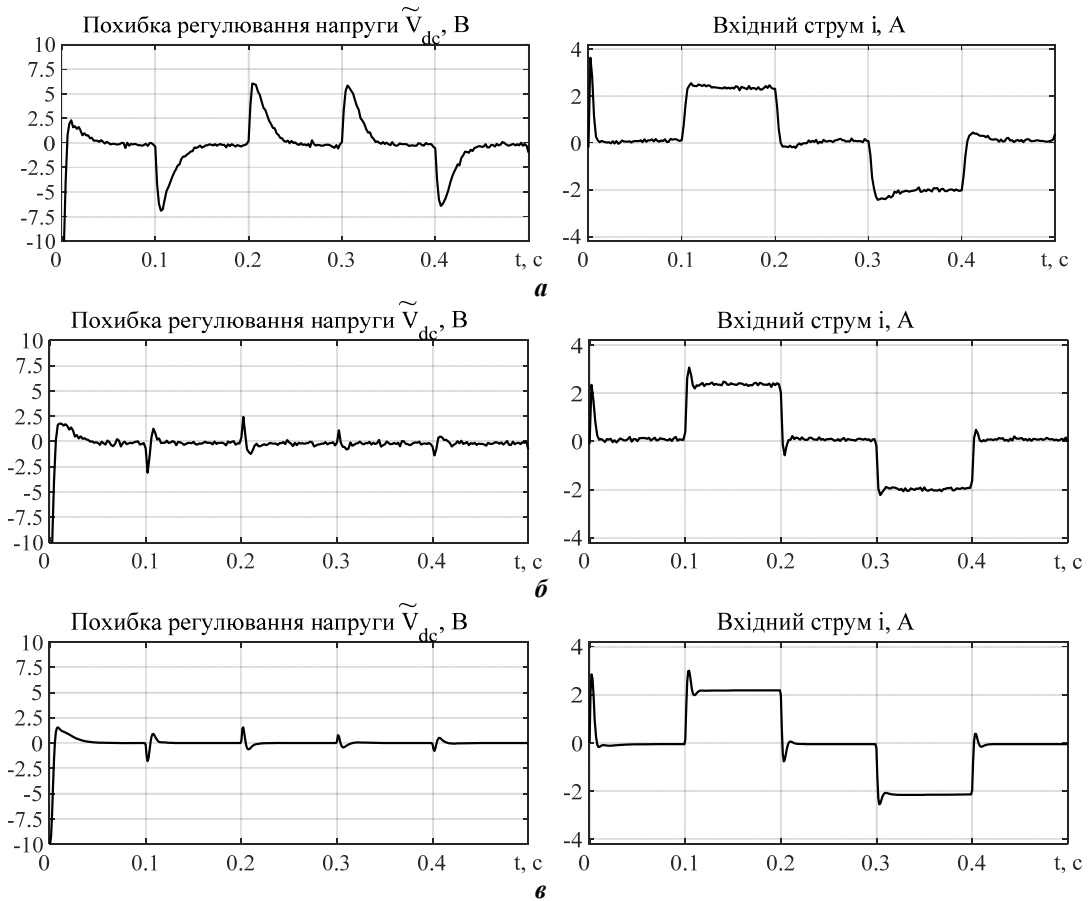


Рис. 4

Динаміка композитної системи «DC-DC перетворювач – синхронний електропривод». Спрощену структурну схему електромеханічної системи на основі IPMSM] показано на рис. 5. Ланка постійного струму інвертора двигуна живиться від DC-DC перетворювача.

Динаміку композитної системи досліджено моделюванням на основі попередньо розрахованого профілю струму навантаження  $\hat{i}_L$ , отриманого на основі експериментальних графіків перехідних процесів в стандартному тесті системи керування швидкістю СДПМ, який показано на рис. 5. Важливо відмітити, що динаміка напруги ланки постійного струму може розглядатися як розв’язана відносно динаміки двигуна завдяки механізму компенсації розрахунку ШІМ. На рис. 5,  $(i_d, i_q)$ ,  $(u_d, u_q)$  – струми та напруги статора по осям  $(d - q)$ ;  $\omega$  – кутова швидкість ротора;  $\omega^*$  – задана траєкторія кутової швидкості;  $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$  – похибка відпрацювання;  $i_q^*$  – заданий моментний струм; VS1, VS2 та CS1 – CS3 – датчики напруги і струму. В експериментах і моделюванні використано високодинамічний алгоритм регулювання кутової швидкості [13] зі струмом  $i_d^* = 0$ .

Послідовність операцій керування IPMSM наступна: 1) ненавантажений двигун відпрацьовує задану траєкторію швидкості  $\omega^*(t)$  з обмеженими першою і другою похідними за часом, починаючи з  $t = 0.1$  с з нульової швидкості до 100 рад/с (45 % від номінальної) з динамічним моментом, який дорівнює номінальному (13.6 Нм); 2) в період часу з  $t = 0.5$  с до  $t = 1.3$  с прикладається постійний момент навантаження (75 % від номінального); 3) двигун гальмується, починаючи з  $t = 1.65$  с.

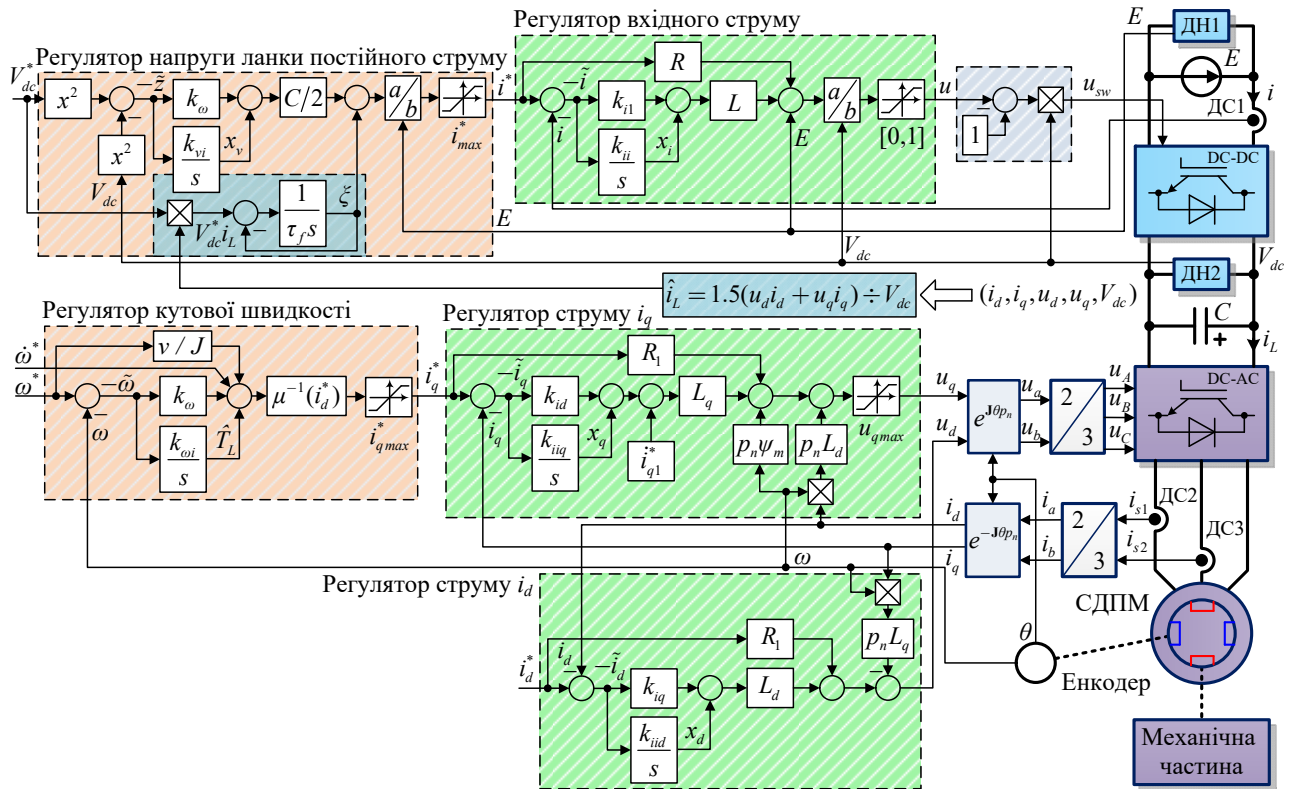


Рис. 5

Послідовність операцій керування IPMSM наступна: 1) ненавантажений двигун відпрацьовує задану траєкторію швидкості  $\omega^*(t)$  з обмеженими першою і другою похідними за часом, починаючи з  $t = 0.1$  с з нульової швидкості до 100 рад/с (45 % від номінальної) з динамічним моментом, який дорівнює номінальному (13.6 Нм); 2) в період часу з  $t = 0.5$  с до  $t = 1.3$  с прикладається постійний момент навантаження (75 % від номінального); 3) двигун гальмується, починаючи з  $t = 1.65$  с.

Результати моделювання і експериментів показано на рис. 6. Як впливає з перехідних процесів, результати моделювання узгоджуються з експериментальними даними, тому ці дані можна використувати для тестування систем керування DC-DC перетворювачами засобами моделювання. В моделюванні DC-DC перетворювач живить синхронний електропривод, умови роботи якого відповідають зображеним на рис. 6. Оцінений струм навантаження  $\hat{i}_L$  обчислюється з рівняння балансу активної потужності  $V_{dc}\hat{i}_L = (3/2)(u_d i_d + u_q i_q)$ .

Вхідна напруга перетворювача  $E = 130$  В,  $V_{dc}^* = 300$  В.

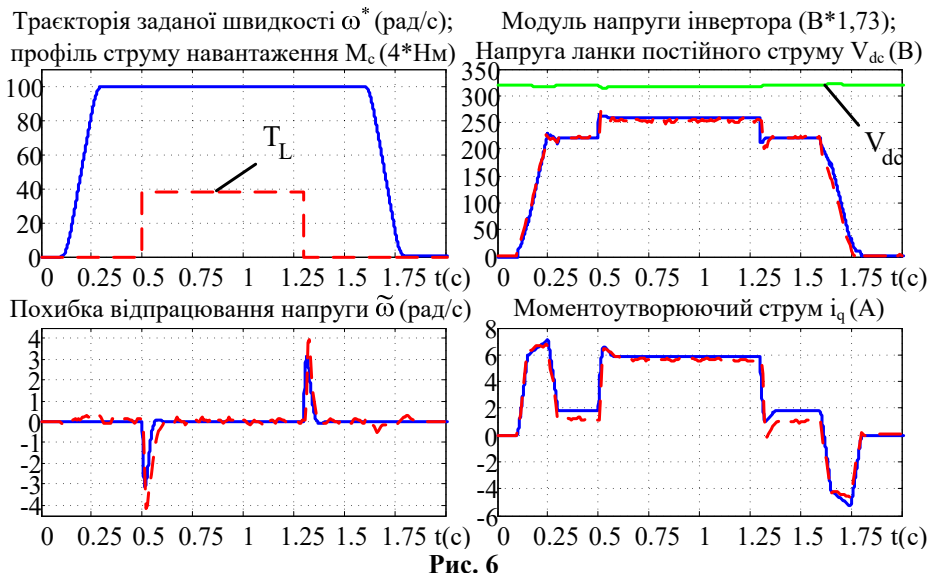


Рис. 6

Перехідні процеси, показані на Рис. 7 червоними пунктирними лініями, ілюструють динамічну поведінку системи керування DC-DC перетворювачем (4), (6), (10) з налаштуванням  $k_v = 410$ ,  $k_{vi} = k_v^2 / 2$ ,  $k_i = 1800$  згідно з налаштуваннями відповідно до розділення у часі  $\rho = 6.7$  для  $i_L = 5$  А.

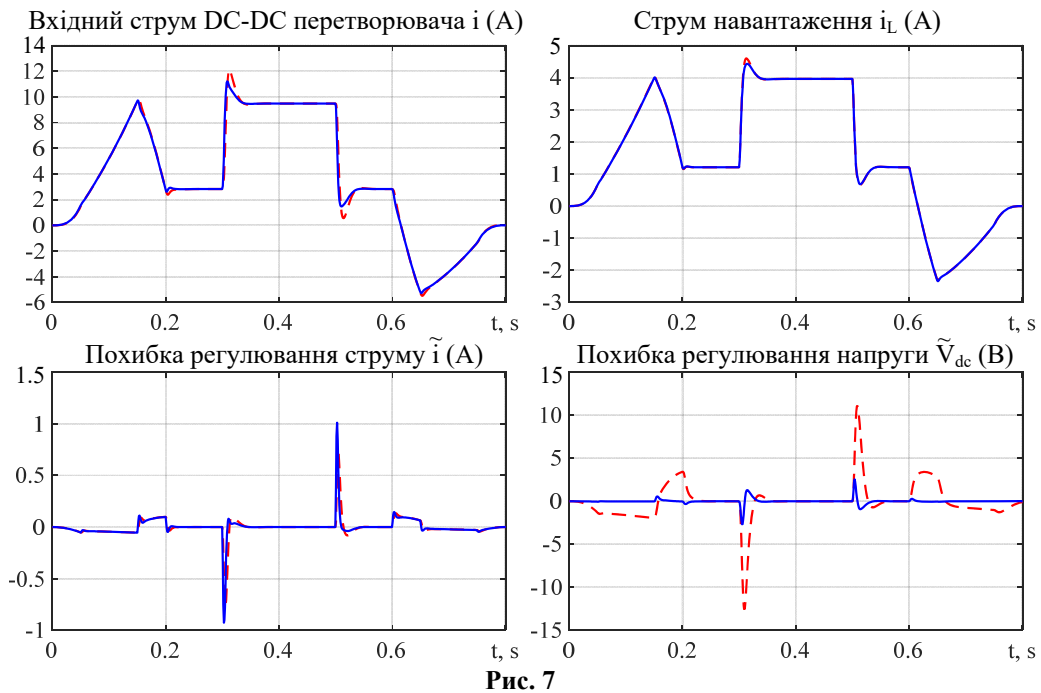


Рис. 7

Синіми лініями на рис. 7 показано графіки модифікованої системи керування з компенсацією збурення (17), які показують значне підвищення точності регулювання вихідної напруги.

*Примітка.* Встановлені співвідношення  $k_v(i_{Lmax})$  у Таблиці є дещо консервативними щодо навантаження електроприводів, оскільки динаміка струму  $i_L$  обмежується динамікою електромеханічної системи.

**Висновки.** В роботі представлено новий алгоритм комбінованого керування двонаправленими силовими DC-DC перетворювачами, які живлять високодинамічні навантаження, такі як векторно-керовані IPMSM електромобілів.

1. Розроблено алгоритм керування, який базується на частковій лінеаризації зворотним зв'язком і лінійних ПІ-регуляторів напруги та струму. Алгоритм формує результуючі рівняння динаміки похибок відпрацювання системи особливої структури у вигляді двох взаємозв'язаних лінійних асимптотично стійких підсистем у нелінійному контурі зворотного зв'язку. З огляду на нелінійність системи та її немінімально-фазовий характер проведено аналіз лінеаризованої системи з використанням теорії каскадних систем із розділенням у часі процесів у контурах регулювання. Важливість такого представлення полягає в тому, що отримана лінеаризована система дає змогу визначити вплив навантаження не лише як зовнішнього збурення, а й оцінити його вплив на параметри замкненої системи. Показано, що на відміну від лінійних систем, зовнішнє збурення може призвести до потенційної втрати стійкості системою, коли струм наближається до межі балансу потужностей. Механізм втрати стійкості чітко вказує на те, що задля забезпечення стійкої роботи і високих динамічних характеристик необхідна корекція налаштування коефіцієнтів регуляторів як функції струму навантаження. Продемонстровано, що у випадку великих, швидкозмінних та двонаправлених навантажень ефективним способом є оптимізація каскадної системи на 'симетричний' оптимум з налаштуванням алгоритму керування виходячи з 'найгіршого випадку', що забезпечує заданий запас стійкості системи відносно максимального значення навантаження.

2. Для розробленої каскадної структури застосована технологія комбінованого керування з компенсацією збурень, яка дає змогу досягти значного підвищення точності стабілізації напруги. На першому етапі рекомендується налаштувати регулятор напруги з урахуванням «найгіршого випадку» відносно максимального навантаження задля забезпечення сильних властивостей стійкості. Як інформація задля компенсації збурень використовується пряме вимірювання струму навантаження або його оцінювання на основі вимірюваних змінних, що завжди можливо забезпечити у векторно-керованих електроприводах. Оскільки компенсація збурень є розімкненим методом, то ці дві технології керування не вступають в протиріччя. Єдиною вимогою є обмеження швидких перехідних процесів компенсації, яке задається додатковою фільтрацією. Зменшення похибок регулювання напруги, яке можна досягти за допомогою такого комбінованого керування, має загальний позитивний резуль-

тат на послаблення нелінійних ефектів перетворювача.

Результати експериментального тестування і математичного моделювання, включаючи ті, які базуються на експериментальних перехідних процесах синхронного електроприводу, підтверджують ефективність запропонованого алгоритму керування та налаштування регуляторів з точки зору динамічних характеристик та навантажувальної здатності перетворювача. Досліджуваний електропривод може використовуватися в повітряних та наземних транспортних засобах, гімбальних підвісках та автономних роботах.

**Фінансування роботи.** Автори висловлюють подяку за часткову підтримку Національному науковому фонду США, Управлінню глобальних досліджень ВМС США та НАТО. Цей матеріал базується на роботі, що була підтримана Національним науковим фондом США за грантом № OISE-2415299 та за контрактом STCU № 7125. Це дослідження фінансується Програмою НАТО «Наука заради миру та безпеки» (SPS) за грантом G7925.

**Застереження.** Будь-які думки, висновки та рекомендації, висловлені в цьому матеріалі, належать авторам і не обов'язково відображають погляди Національного наукового фонду США, Управління глобальних досліджень ВМС США та НАТО.

**Додаток А. Номінальні параметри DC-DC перетворювача:** вихідна ємність  $C = 500$  мкФ; індуктивність і опір вхідного кола  $L = 11$  мГн,  $R = 0.5$  Ом.

**Додаток Б.** Математична модель явнополюсних IPMSM в системі координат ротора ( $d - q$ ) має наступний вигляд:

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \omega, \\ \dot{\omega} &= J^{-1} \left[ 1.5 p_n \left( (L_d - L_q) i_d i_q + \psi_m i_q \right) - v \omega - T_L \right], \\ \dot{i}_d &= L_d^{-1} (-R_1 i_d + L_q p_n \omega i_q + u_d), \\ \dot{i}_q &= L_q^{-1} (-R_1 i_q - L_d p_n \omega i_d - \psi_m p_n \omega i_d + u_q), \end{aligned} \quad (19)$$

де  $\theta$  – кутове положення ротора;  $\psi_m$  – потік постійних магнітів;  $T_L$  – момент навантаження;  $R_1$  – активний опір статора;  $L_d, L_q$  – індуктивності статора;  $v$  – коефіцієнт в'язкого тертя;  $J$  – момент інерції;  $p_n$  – кількість пар полюсів.

Алгоритм синтезовано для випадку  $i_d^* = 0$ . Алгоритм забезпечує асимптотичне відпрацювання траєкторії заданої кутової швидкості, якщо задана траєкторія  $\omega^*$  є гладкою обмеженою функцією з обмеженими першими двома похідними за часом  $\dot{\omega}^*, \ddot{\omega}^*$ .

Регулятор кутової швидкості задається рівняннями

$$\begin{aligned} \dot{i}_q^* &= \frac{1}{\mu} \left( \frac{v}{J} \omega^* + \dot{\omega}^* + \hat{T}_L - k_{\omega} \tilde{\omega} \right), \\ \dot{\hat{T}}_L &= -k_{\omega} \tilde{\omega}, \end{aligned} \quad (20)$$

де  $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$  – похибка регулювання швидкості;  $\hat{T}_L$  – оцінка компоненти, яка змінюється повільно  $T_L / J$ ;  $\mu = 1.5 p_n \psi_m / J$ ; ( $k_{\omega} = 100$ ,  $k_{\omega i} = k_{\omega}^2 / 2$ ) – пропорційний і інтегральний коефіцієнти регулятора.

Регулятори струму визначаються як

$$\begin{aligned} u_q &= R i_q^* + L_d p_n \omega i_d + \psi_m p_n \omega i_d + L_q \left( -k_{i_q} \tilde{i}_q + x_q + i_{q1}^* \right), \\ \dot{x}_q &= -k_{i_q} \tilde{i}_q, \\ u_d &= R i_d^* - L_q p_n \omega i_q + L_d \left( -k_{i_d} \tilde{i}_d + x_d \right), \\ \dot{x}_d &= -k_{i_d} \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (21)$$

де ( $k_{i_d} = k_{i_q} = 1000$ ,  $k_{i_{id}} = k_{i_{iq}} = k_{i_d}^2 / 4$ )  $> 0$  – пропорційний і інтегральний коефіцієнти регуляторів струмів;  $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$ ,  $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$  – похибки регулювання струмів; відома компонента похідної заданого моментного струму  $\dot{i}_{q1}^* = \mu^{-1} (J^{-1} v \dot{\omega}^* + \ddot{\omega}^* + \hat{T}_L) - \mu^{-1} k_{\omega} [-(k_{\omega} + J^{-1} v) \tilde{\omega} + \mu \tilde{i}_q + 1.5 J^{-1} p_n (L_d - L_q) \tilde{i}_d i_q]$ .

**Додаток В. Номінальні параметри IPVSM NORD 100T2/4:** потужність  $P_r = 3$  кВт; струм  $i_r = 5.4$  А (RMS); фазна напруга  $U_r = 385$  В (джерело 70 Гц); момент  $T_r = 13.6$  Нм; кутова швидкість  $\omega_r = 220$  рад/с; активний опір статора  $R_l = 1.7$  Ом; індуктивності статора по осях  $d - q$   $L_d = 31$  мГн,  $L_q = 56$  мГн; потік постійних магнітів  $\psi_m = 0.615$  Вб; коефіцієнт в'язкого тертя  $v = 0.033$  Нм(рад/с) $^{-1}$ ; момент інерції  $J = 0.0155$  кгм $^2$ ; число пар полюсів  $p_n = 2$ .

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. 2017. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2652318>.
4. Vasca F., Iannelli L. *Dynamics and Control of Switched Electronic Systems: Advanced Perspectives for Modeling, Simulation and Control of Power Converters*. Springer London, 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*, Springer London, 2006. 423 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. No 2. 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. No 2. Pp. 935-947. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2625238>.
8. 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>.
9. Song Z., Hou J., Hofmann H., Li J., Ouyang M. Sliding-mode and Lyapunov function-based control for battery/supercapacitor hybrid energy storage system used in electric vehicles. *Energy*. 2017. Vol. 122. Pp. 601-612. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.energy.2017.01.098>.
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, 2017. Pp. 462-467. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100532>.
11. 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. № 1. С. 27-37. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.01.027>.
12. Lyubchik L. Inverse model approach to disturbance rejection problem. In: *Advanced Control Systems: Theory and Applications*. River Publishers, 2021. Pp. 129-166. DOI: <https://doi.org/10.1201/9781003337010-6>.
13. Peresada S., Nikonenko Y., Reshetnyk V., Kiselychuk O. Dynamics of the synchronous motor based traction electromechanical systems with hybrid energy sources. *IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*. Kremenchuk, Ukraine, 2020. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/PAEP49887.2020.9240798>.

## LOAD-DEPENDENT CONTROL OF BIDIRECTIONAL DC-DC CONVERTERS FOR HEAVY DUTY LOADS

S.P., Peresada<sup>1</sup>, Ye.O., Nikonenko<sup>1</sup>, S.Ye. Lyshevskiy<sup>2</sup>

<sup>1</sup>National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",

37, Beresteiskyi Ave., Kyiv, 03056, Ukraine,

e-mail: [sergei.peresada@gmail.com](mailto:sergei.peresada@gmail.com).

<sup>2</sup>Rochester Institute of Technology,

Rochester, NY, USA.

*The paper presents design of cascaded DC-link voltage control systems for bidirectional buck-boost DC-DC converters which supply high dynamic loads such as IPMSM electrical drives. A new design methods applied for class of commutated DC-DC converters, which known as strongly nonlinear and non-minimum-phase plants, improved not only their dynamic performance but defined a new system features and therefore new opportunities for their optimization. Control algorithm based on PI current and voltage controllers forms the composite system which consists of two linear stable subsystems in a nonlinear feedback loop suitable to apply the theory of cascaded systems with two time-scale separation of the control loops dynamics. As it follows from the analysis after linearization, the load current acts not only as external disturbance but defines closed loop systems parameters as well, and consequently their dynamics and stability. To overcome this problem the combination of two technologies has been proposed for controller design: a) "symmetrical" like optimum with worst-case system tuning in order to preserve system stability margin depending on maximum values of loads; b) disturbance rejection technique to improve accuracy of voltage regulation on the base of direct load current measurement or estimation. Two technologies do not contradict each other since later one is an intrinsically open loop. When DC-DC converter is used as power supply of vector controlled drives the required load information is computed from the power balance equation of complete electromechanical system 'DC-DC converter – electrical drive'. The composite electromechanical system ensures high dynamic performance and extended load capability of the DC-DC converter, which is confirmed by the results of experimental tests and simulation study based on experimental transients of the electrical drive. References 13, Fig. 7, Table 1.*

**Keywords:** DC-DC buck-boost converter, control algorithm, electrical drives, voltage controller, stability, load current compensation.

Надійшла 23.03.2026

Прийнята 31.03.2026