

НОВИЙ АЛГОРИТМ КЕРУВАННЯ DC-DC ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ НАПРУГИ

Ніконенко Є.О., магістрант, Пересада С.М., д.т.н., проф.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

Вступ. Двонаправлені DC-DC перетворювачі, що підвищують вхідну напругу (бустери), широко застосовуються для узгодження рівнів напруги в автономних системах, таких як електричні транспортні засоби з батареєю в якості первинного джерела живлення для регулювання напруги інвертора в ланці постійного струму [1].

Існує декілька підходів для вирішення задачі керування DC-DC перетворювачами, які є нелінійними немінимально-фазовими об'єктами другого порядку. В роботах [2], [3] та інших публікаціях пропонуються структури керування DC-DC перетворювачем, що засновані на його спрощеній моделі. Типова структура системи керування включає зовнішній контур регулювання напруги з лінійним ПІ-регулятором, що формує завдання для внутрішнього контура регулювання вхідного струму з ПІ-регулятором. В [4] автори запропонували використовувати цифровий регулятор, що забезпечує м'яке перемикання між режимами підвищення та зниження напруги, тоді як в [5] пропонується так званий метод ШІМ плюс зсув за фазою (PPS) для покращення ефективності перетворення енергії. Метод ковзного керування, який застосовано в [6] та [7], дозволяє підвищити робастність системи до параметричних збурень. Адаптивний регулятор [8] базується на спрощеній моделі перетворювача, демонструє задовільну ефективність в розподільчій системі повітряних та сонячних елементів. Рішення, представлене у [9], засноване на використанні лінійних квадратичних регуляторів (LQR), які спроектовані на основі мінімізації індексу квадратурної ефективності, що забезпечує більшу ефективність в порівнянні з традиційним керуванням як в статичних режимах, так і в перехідних процесах.

Як слідує з доступних результатів, класичні та модифіковані алгоритми задовольняють базовим вимогам для систем керування перетворювачами, проте, теоретично обґрунтованого, загально визначеного рішення не розроблено. Більша частина регуляторів побудована на основі значних припущень, стійкість замкнених нелінійних систем не доведена.

Метою роботи є розробка нового теоретично обґрунтованого алгоритму керування DC-DC перетворювачами, що забезпечує асимптотичне регулювання напруги в ланці постійного струму за умови постійного навантаження. Запропонований алгоритм базується на використанні повної усередненої моделі перетворювача, стійкість системи доведена для малих відхилень. Перевагами запропонованого рішення є конструктивне доведення стійкості, завдяки чому забезпечується просте налаштування коефіцієнтів регуляторів.

Результати дослідження.

Конструювання алгоритму керування. Стандартна математична модель

DC-DC перетворювача в усереднених координатах за умови постійного значення вхідної напруги має наступний вигляд [10]:

$$\dot{V}_{dc} = \frac{1}{C} \left(\frac{1}{2} p_{sw} i - i_L \right), \quad (1)$$

$$\dot{i} = -\frac{R}{L} i + \frac{E}{L} - \frac{V_{dc}}{2L} p_{sw}, \quad (2)$$

де i – вхідний струм дроселя з індуктивністю L і внутрішнім опором R , E – ЕДС джерела живлення, C – вихідна ємність, i_L – струм в навантаженні, V_{dc} – напруга на виході перетворювача, $p_{sw} = q(t)$ – функція перемикання ключів, що визначається як:

$$p_{sw} = \begin{cases} 2, & Q = 1; \\ 0, & \bar{Q} = 1. \end{cases}$$

Схема системи (1) – (2) зображена на рис. 1.

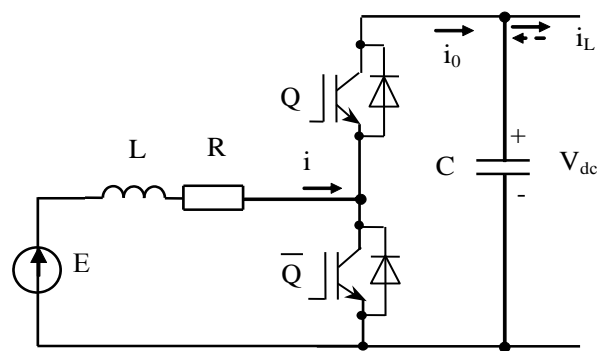


Рисунок 1 – Схема DC-DC бустера

Відмітимо, що рівняння (1) – (2) є нелінійними. В моделі DC-DC перетворювача регульованою координатою є вихідна напруга V_{dc} , керуючою дією є функція перемикання p , струм i_L – збурення.

Ключі Q, \bar{Q} перемикаються таким чином, щоб вихідна напруга в ланці постійного струму V_{dc} регулювалась на рівні завдання V_{dc}^* .

Для конструювання алгоритму керування виконаємо нелінійні перетворення

$$u = p_{sw} V_{dc} / 2, \quad R_L = V_{dc} / i_L,$$

В нових координатах модель (1) – (2) перепишеться у вигляді

$$\dot{V}_{dc}^2 = 2 \left(u i - V_{dc}^2 / R_L \right) / C \quad (3)$$

$$\dot{i} = (-Ri + E - u)/L. \quad (4)$$

Нехай для (3) – (4) виконуються наступні припущення: напруга завдання додатна і стала $V_{dc}^* > 0$, всі параметри перетворювача відомі і постійні, опір навантаження $R_L = \text{const}$; струми i , i_L , а також напруга V_{dc} доступні для вимірювання. Прийнято, що всі електричні елементи є лінійними і незмінними в часі, всі транзистори є ідеальними ключами.

Необхідно синтезувати алгоритм керування, який гарантує асимптотичне регулювання напруги в ланці постійного струму та вхідного струму, тобто $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{V}_{dc} = 0$, $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i} = 0$, де $\tilde{V}_{dc} = V_{dc}^2 - (V_{dc}^*)^2$ – похибка відпрацювання квадрату напруги, $\tilde{i} = i - i^*$ – похибка відпрацювання струму, i^* – заданий струм.

Для досягнення цілей керування розглянемо пропорційно-інтегральний регулятор напруги у вигляді

$$\begin{aligned} u &= E - Ri^* + Lk_{i1}\tilde{i} + Lk_v\tilde{V}_{dc} + Lk_{vi}x, \\ \dot{x} &= \tilde{V}_{dc}, \end{aligned} \quad (5)$$

де коефіцієнти регулятора $k_v > 0$, $k_{i1} > 0$, $k_{vi} > 0$.

З (3) – (4) та (5) рівняння динаміки похибок регулювання будуть

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}} &= -k_{i1}\tilde{i} - k_v\tilde{V}_{dc} - k_{vi}x - \dot{i}^* \\ \dot{x} &= \tilde{V}_{dc} \\ \dot{\tilde{V}}_{dc} &= 2\left(\left(E + (Lk_{i1} - R)i^*\right)\tilde{i} - \left(1/R_L - Lk_v i^*\right)\tilde{V}_{dc} + Lk_{vi}i^*x\right)/C - \\ &- 2\left(-L\left(k_{i1}\tilde{i}^2 + k_v\tilde{i}\tilde{V}_{dc} + k_{vi}\tilde{i}x\right) + R\left(i^*\right)^2 + Ei^* - \left(V_{dc}^*\right)^2/R_L\right)/C \end{aligned} \quad (6)$$

З рівняння балансу потужностей в (6) слідує, що в статиці

$$R\left(i^*\right)^2 - Ei^* + \left(V_{dc}^*\right)^2/R_L = 0, \quad (7)$$

$$i^* = \left(E - \sqrt{E^2 - 4R\left(V_{dc}^*\right)^2/R_L}\right)/2R, \quad (8)$$

тобто $\dot{i}^* = \text{const}$, $\dot{i}^* = 0$.

З (6), за умови (8) отримаємо

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{i}} &= -k_i \tilde{i} - k_v \tilde{V}_{dc} - k_{vi} x \\
\dot{x} &= \tilde{V}_{dc} \\
\dot{\tilde{V}}_{dc} &= 2 \left((E + (Lk_{i1} - R) i^*) \tilde{i} - (1/R_L - Lk_v i^*) \tilde{V}_{dc} + Lk_{vi} i^* x \right) / C + \\
&+ 2L (k_{i1} \tilde{i}^2 + k_v \tilde{i} \tilde{V}_{dc} + k_{vi} \tilde{i} x) / C
\end{aligned} \tag{9}$$

де $k_i = k_{i1} + R / L$.

Для дослідження стійкості нелінійної системи (9) лінеаризуємо її в околі нуля шляхом нехтування квадратичними складовими в правій частині. Лінеаризована система має вигляд

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{i}} &= -k_i \tilde{i} - k_v \tilde{V}_{dc} - k_{vi} x \\
\dot{x} &= \tilde{V}_{dc} \\
\dot{\tilde{V}}_{dc} &= 2 \left((E + (Lk_{i1} - R) i^*) \tilde{i} - (1/R_L - Lk_v i^*) \tilde{V}_{dc} + Lk_{vi} i^* x \right) / C
\end{aligned} \tag{10}$$

Канонічна форма (10) після перетворення координат

$$\begin{aligned}
x &= x \\
\tilde{V}_{dc} &= \tilde{V}_{dc} \\
y &= 2 \left((E + (Lk_{i1} - R) i^*) \tilde{i} - (1/R_L - Lk_v i^*) \tilde{V}_{dc} + Lk_{vi} i^* x \right) / C
\end{aligned} \tag{11}$$

буде мати наступний вигляд:

$$\begin{aligned}
\dot{x} &= \tilde{V}_{dc} \\
\dot{\tilde{V}}_{dc} &= y \\
\dot{y} &= - \left(k_i + \frac{2}{CR_L} - \frac{2Lk_v i^*}{C} \right) y - \\
&- \frac{2}{C} \left(\frac{k_i}{R_L} + k_v (E - Ri^*) - Lk_v i^* (k_i - k_{i1}) + Lk_{vi} i^* \right) \tilde{V}_{dc} - \\
&- \frac{2k_{vi}}{C} (E - Ri^* - Li^* (k_i - k_{i1})) x
\end{aligned} \tag{12}$$

Лінійна система (12) для фізично обґрунтованих значень $E, R, L, C, R_L, V_{dc}^*$ так, що $(E^2 - 4R(V_{dc}^*)^2 / R_L) > 0$, завжди може бути сконструйована стійкою за рахунок вибору коефіцієнтів регуляторів k_v, k_{vi}, k_{i1} . Як наслідок вихідна нелінійна система (9) буде локально асимптотично стійкою.

Система зниженого порядку. Якщо підсистема струму в (10) за рахунок вибору $k_{i1} \gg 1$ спроектована набагато швидшою за підсистему напруги, то квазісталене значення похибки відпрацювання струму буде

$$\tilde{i} = -\frac{k_v}{k_i} \tilde{V}_{dc} - \frac{k_{vi}}{k_i} x.$$

Рівняння динаміки системи зниженого порядку при цьому має вигляд

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \tilde{V}_{dc} \\ \dot{\tilde{V}}_{dc} &= \frac{2}{C} \left(-\left(\frac{k_v}{k_i} (E - Ri^* + Lk_{i1}i^*) + \frac{1}{R_L} - Lk_v i^* \right) \tilde{V}_{dc} \right) + \\ &+ \frac{2}{C} \left(-\frac{k_{vi}}{k_i} (E - Ri^* + Lk_{i1}i^*) + Lk_{vi} i^* \right) x \end{aligned} \quad (13)$$

Для лінійної системи другого порядку (13) коефіцієнти регуляторів k_v , k_{vi} , k_{i1} проектується згідно стандартних налаштувань, виходячи з розгляду стандартного вигляду характеристичного рівняння

$$p^2 + 2\xi\omega_0 p + \omega_0^2 = 0.$$

Повний алгоритм керування підвищуючим DC-DC перетворювачем має вигляд:

$$\begin{aligned} p_{sw} &= 2(E - Ri^* + Lk_{i1}\tilde{i} + Lk_v\tilde{V}_{dc} + Lk_{vi}x) / V_{dc} \\ \dot{x} &= \tilde{V}_{dc} \\ i^* &= \left(E - \sqrt{E^2 - 4R(V_{dc}^*)^2 / R_L} \right) / 2R \end{aligned} \quad (14)$$

Структурна схема системи представлена на рис. 2.

Дослідження динамічних властивостей синтезованого нелінійного алгоритму регулювання напруги (14) виконано шляхом математичного моделювання для системи, що живиться від джерела постійної напруги $E = 60$ В, з такими параметрами: індуктивність $L = 0,011$ Гн та активний опір дроселя $R = 0,5$ Ом, ємність конденсатора ланки постійного струму $C = 500$ мкФ.

Коефіцієнти налаштування регулятора було обрано наступними: $k_{i1} = 10^3$, $k_v = 0,2$, $k_{vi} = 0,01$. Значення отримані з рішення характеристичного рівняння системи зниженого порядку (13) для коефіцієнта демпфування $\xi = 1$. В початковий момент часу конденсатор попередньо заряджений до $V_{dc}(0) = 60$ В,

завдання напруги підтримується незмінним на рівні $V_{dc}^* = 120$ В. Навантаження $i_L = 1$ А прикладається в момент часу 0,1 с, а в час 0,2 с навантаження скидається.

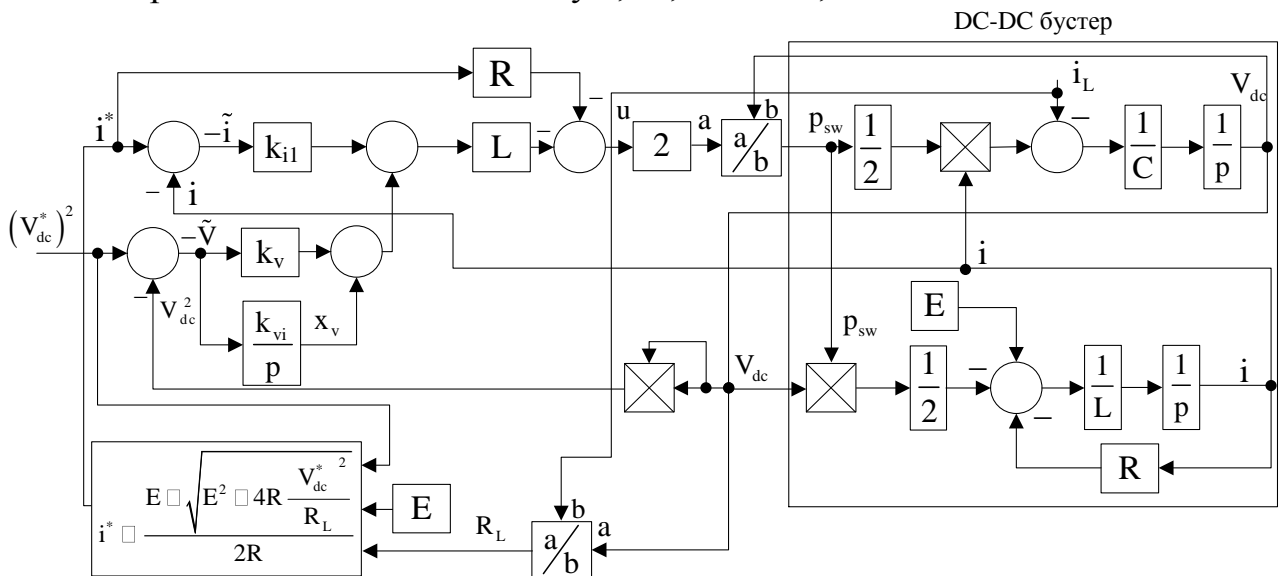


Рисунок 2 – Структурна схема системи керування DC-DC перетворювачем

На рис. 3 (а) та рис. 4 (а) наведено перехідні процеси системи в неперервному часі, тобто без врахування ШІМ. На рис. 3 (б) та рис. 4 (б) зображено процеси в системі з ШІМ частотою 10 кГц. Врахування ШІМ було зроблено за допомогою блоку «PWM Generator» з бібліотеки «SimPowerSystem Toolbox» програмного середовища Matlab. Як вхід до цього блоку подається функція перемикачів p_{sw} , а на виході отримуються сигнали комутації IGBT ключів.

На рис. 4 приведено графіки вихідної напруги та похибки її регулювання у збільшеному масштабі для виявлення абсолютного значення похибки.

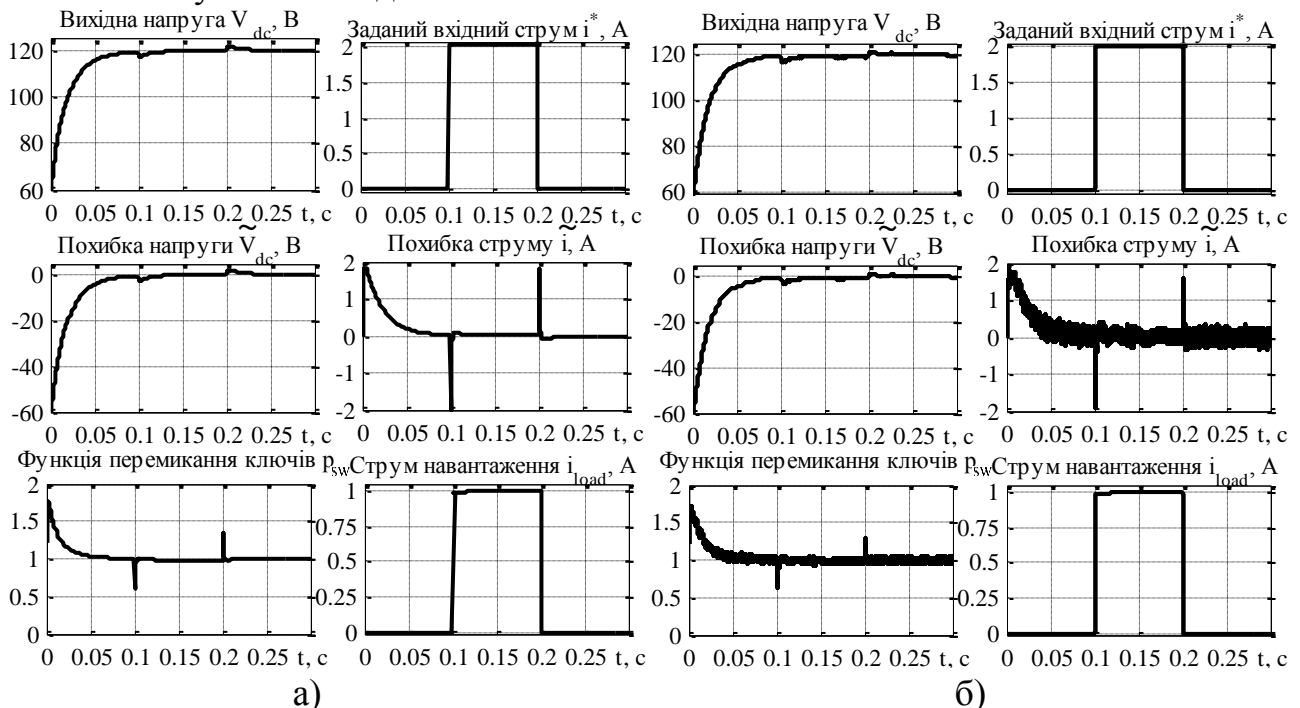


Рисунок 3 – Графіки перехідних процесів (а) в неперервній системі та

(б) в системі з врахуванням ШІМ

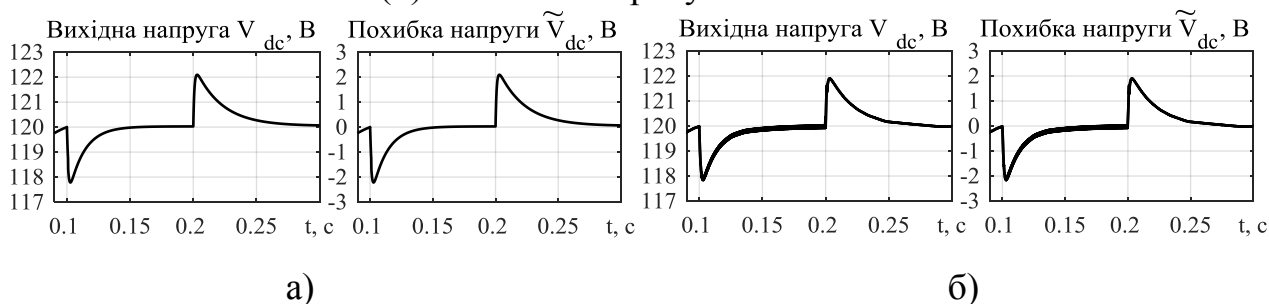


Рисунок 4 – Графіки перехідних процесів відпрацювання вихідної напруги (а) в неперервній системі та (б) в системі з врахуванням ШІМ

Як слідує з порівняльного аналізу перехідних процесів, ШІМ не призводить до суттєвого впливу на динамічні процеси регулювання напруги. Похибка регулювання напруги не перевищує 2,2 В при накиданні-скиданні стрибкоподібного навантаження, що задовольняє вимоги, які існують в автономних електромеханічних системах.

Висновки. Розроблено новий теоретично обґрунтований алгоритм керування DC-DC перетворювачем, що забезпечує локально асимптотично стійке регулювання напруги в ланці постійного струму. Нелінійний регулятор сконструйовано на основі рішення рівняння балансу потужностей перетворювача, завдяки чому забезпечується часткова лінеаризація результуючих рівнянь динаміки похибок регулювання, що дозволяє використовувати стандартні процедури налаштування для лінійних систем. Результати моделювання підтверджують ефективність запропонованого рішення.

Перелік посилань

1. Yazdani, A., & Irvani, R. (2010). Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications. John Wiley & Sons.
2. Swain, N., Panigrahi, C. K., & Pati, N. (2016, July). Comparative performance analysis of dc-dc converter using PI controller and fuzzy logic controller. In Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES), IEEE International Conference on (pp. 1-5). IEEE.
3. Das, R., & UddinChowdhury, M. A. (2016, September). PI controlled Bi-directional DC-DC converter (BDDDC) and highly efficient boost converter for electric vehicles. In Electrical Engineering and Information Communication Technology (ICEEICT), 2016 3rd International Conference on (pp. 1-5). IEEE.
4. Xuhui, Z., Wen, X., Feng, Z., & Xinhua, G. (2011, August). A new control strategy for bi-directional DC-DC converter in electric vehicle. In Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference on (pp. 1-4). IEEE.
5. Jeong, H., Kwon, M., & Choi, S. (2017). Analysis, Design, and Implementation of a High Gain Soft-switching Bidirectional DC-DC Converter with PPS Control. IEEE Transactions on Power Electronics.
6. Chen, Z., Guo, Y. N., Chen, M., & Ge, L. (2016, May). Study on PI sliding mode controller for paralleled dc-dc converter. In Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), 2016 IEEE 8th International (pp. 3079-3083). IEEE.
7. Abdullah, M. A., Tan, C. W., & Yatim, A. H. M. (2015, October). A simulation comparison of PI and Linear Quadratic Regulator controllers in DC-DC converter. In Energy Conversion (CENCON), 2015 IEEE Conference on (pp. 37-41). IEEE.
8. Hu, H., Cheng, X., Wang, J., & Zou, X. (2017, May). Control and simulation of bi-directional DC/DC converter for 5KW distributed wind/solar hybrid system. In Control And Decision Conference (CCDC), 2017 29th Chinese (pp. 7039-7044). IEEE.
9. Inthamoussou, F. A., Pegueroles-Queralt, J., & Bianchi, F. D. (2013). Control of a supercapacitor energy storage system for microgrid applications. IEEE transactions on energy conversion, 28(3), 690-697.
10. Sanders, S. R., Noworolski, J. M., Liu, X. Z., & Verghese, G. C. (1991). Generalized averaging method for power conversion circuits. IEEE Transactions on Power Electronics, 6(2), 251-259.