

ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ РЕГУЛЯТОРА В СИСТЕМІ КЕРУВАННЯ DC/DC ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ З КВАЗІ-ІМПЕДАНСНОЮ ЛАНКОЮ ЗА УМОВИ СТІЙКОСТІ ДЛЯ МАЛОГО СИГНАЛУ

О.О.Гусев, канд.техн.наук

Талліннський університет технологій,

вул. Ехітаяте, 5, Таллінн, 19086, Естонія,

Чернігівський державний технологічний університет,

вул. Шевченка, 95, Чернігів, 14027, Україна. e-mail: oleksandr.husev@ieec.org

Розглянуто особливості роботи DC/DC перетворювачів з квазі-імпедансною ланкою. За допомогою передатної функції для малого сигналу проведено аналіз стійкості та знайдено область значень коефіцієнтів ПІ-регулятора, за яких система є стійкою при відносно малих збуреннях. Досліджено залежність зони стійкості регулятора в залежності від робочої точки перетворювача. Результати аналітичних досліджень підтверджені результатами експерименту. Бібл. 7, табл. 1, рис. 5.

Ключові слова: DC/DC перетворювач, квазі-імпедансна ланка, ПІ-регулятор, модель малого сигналу.

Вступ. Перетворювачі з квазі-імпедансною (КІ) ланкою привертають до себе увагу завдяки специфічним властивостям регулювання напруги в широкому діапазоні [2, 5]. КІ ланка також має такі переваги як неперервний вхідний струм, відсутність стрибків вхідного струму, високий імунітет проти електромагнітних завад, що можуть призводити до одночасного відкриття транзисторів мостової схеми. Тому перетворювачі на основі КІ ланки є дуже привабливим вибором для поновлюваних і альтернативних джерел енергії. Зокрема, неперервний вхідний струм є необхідною умовою для роботи паливних елементів. Підвищення надійності та скорочення кількості етапів перетворення енергії надає додаткові переваги. Підвищувальний DC/DC перетворювач для паливних елементів (рис. 1), що є предметом дослідження даної роботи, містить КІ ланку на вході, інвертор напруги, високочастотний підвищувальний трансформатор та випрямляч на виході.

Метою статті є визначення параметрів ПІ-регулятора в системі керування перетворювачем, при яких вона є стійкою для малого сигналу.

Основним завданням системи керування є забезпечення стабільної вихідної напруги, незважаючи на зміни вхідної напруги або навантаження перетворювача. У цьому випадку важливими є як статична помилка в сталому режимі, так і динаміка перехідних процесів.

Водночас КІ ланка містить два розділені діодом LC-кола, в яких можуть виникати коливальні процеси [1]. Для оцінки динамічних характеристик перетворювача необхідно визначити його передатну функцію. Зауважимо, що запропонований перетворювач є нелінійним імпульсним перетворювачем і не може бути представлений в Р-області. Також у зв'язку з відсутністю аналітичного апарату, який об'єднує окремі комутаційні інтервали, він не може бути представлений у Z-області.

Принцип дії перетворювача полягає у тому, щоб підтримувати напругу ланки постійного струму (V_{DC}) незмінною, незважаючи на зміни вхідної напруги V_{IN} . Це досягається шляхом введення додаткового режиму повної провідності, коли відкриті всі транзистори. Алгоритм роботи системи керування більш докладно описаний в [5]. Робота КІ ланки ділиться на декілька інтервалів (рис. 2). У загальному випадку повний період перемикавання складається з трьох режимів: активний, нульовий та режим повної провідності

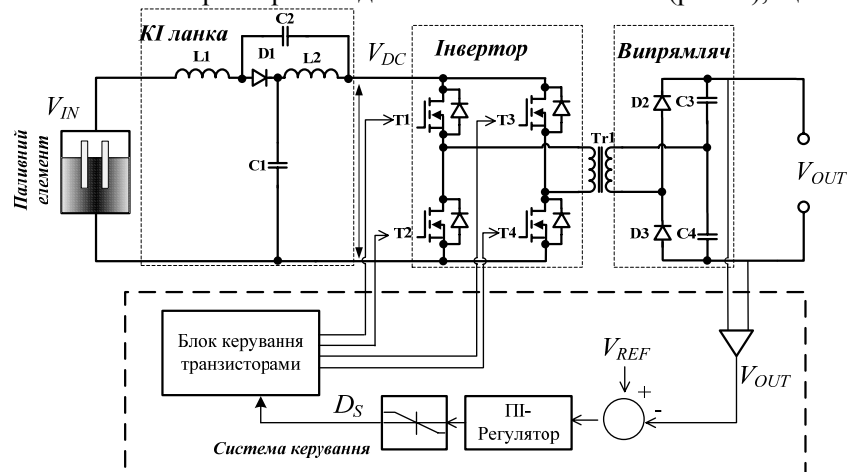


Рис. 1

$$T = t_A + t_Z + t_S, \quad (1)$$

де t_A , t_Z і t_S є тривалістю активного, нульового режиму та режиму повної провідності відповідно.

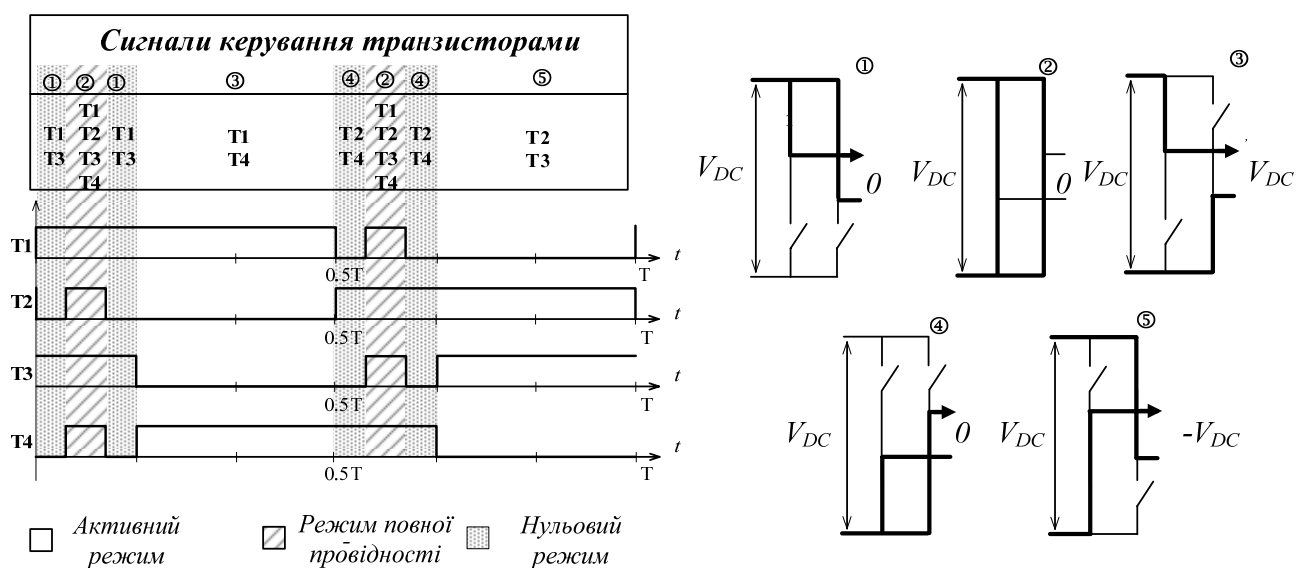


Рис. 2

Протягом першого та четвертого комутаційних інтервалів відкриті транзистори T1, T3 або T2, T4. Цей режим називають нульовим, тому що напруга, прикладена до трансформатора, дорівнює нулю. У нульовому стані можлива реалізація режиму повної провідності (інтервал 2), під час якого енергія накопичується в реактивних елементах, в той час, як напруга кола постійного струму дорівнює нулю. Протягом третього та п'ятого комутаційних інтервалів накопичена енергія передається у трансформатор. За рахунок наявності індуктивностей в КІ ланці відбувається підвищення напруги на виході інвертора. Цей режим називають активним режимом перетворювача (3 та 5 інтервали). Після трансформатора напруга подається на випрямляч, який формує постійну вихідну напругу.

Система автоматичного керування перетворювачем показана на рис. 3, а. Похибка (V_{ERR}) між вихідною напругою (V_{OUT}) перетворювача та заданою (V_{REF}) подається на вхід ПІ-регулятора. Вихідне значення регулятора визначає відносну тривалість інтервалу повної провідності D_S .

У залежності від значення вхідної напруги система автоматичного керування визначає значення D_S , при якому забезпечується постійна напруга на виході перетворювача. Оскільки в режимі підвищення вхідної напруги нульовий стан не використовується, то відносна тривалість інтервалу повної провідності D_S визначає статичний коефіцієнт підсилення перетворювача за умови неперервного вхідного струму

$$V_{DC} = V_{IN} \cdot (1 - 2D_S)^{-1}. \quad (2)$$

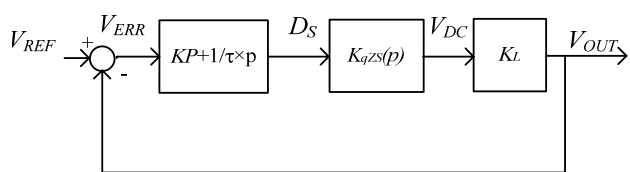
Напруга на конденсаторах визначається наступним чином:

$$V_{C1} = V_{IN} \cdot (1 - D_S) \cdot (1 - 2D_S)^{-1} = V_C, \quad (3)$$

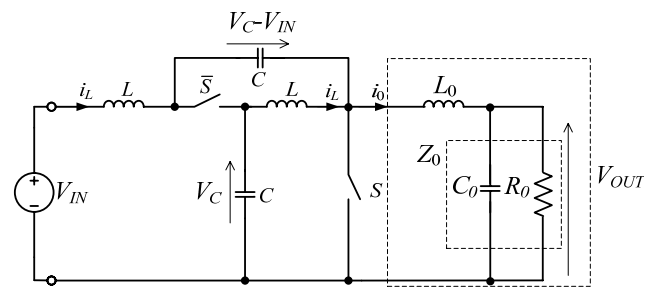
$$V_{C2} = V_{IN} \cdot D_S \cdot (1 - 2D_S)^{-1} = V_C - V_{IN}. \quad (4)$$

Інвертор, трансформатор та випрямляч представлені лінійним коефіцієнтом передачі K_L . Більш докладний статичний аналіз, зокрема, для режиму перервного вхідного струму, приведений у [7].

Здатність компенсувати як зміни вхідної напруги, так і зміни навантаження є дуже важливим динамічним параметром системи керування. Для оцінки динаміки системи необхідно отримати передатну функцію в Р-області. Як зазначено вище, представлений перетворювач має нелінійний характер, тому у цьому випадку ди-



а



б

Рис. 3

намічна модель для малого сигналу є способом лінеаризації в Р-області [4].

На рис. 3, б показана динамічна модель КІ ланки для режиму неперервного струму, в якій повний міст інвертора представлений за допомогою перемикача S , а діод був замінений на інверсне значення перемикача S . Ця модель описується наступними диференційними рівняннями в просторі станів для режиму повної провідності, коли $S=1$

$$\begin{bmatrix} L \cdot di_L / dt \\ C \cdot du_c / dt \\ L_0 \cdot di_0 / dt \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -Z_0 \end{bmatrix}}_{A_1} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} i_L \\ u_c \\ i_0 \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_1} \cdot u_{IN}. \quad (5)$$

Для активного режиму відповідно

$$\begin{bmatrix} L \cdot di_L / dt \\ C \cdot du_c / dt \\ L_0 \cdot di_0 / dt \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \\ 0 & 2 & -Z_0 \end{bmatrix}}_{A_2} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} i_L \\ u_c \\ i_0 \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}}_{B_2} \cdot u_{IN}. \quad (6)$$

У скороченій формі запису модель малого сигналу перетворювача для вищенаведених режимів має вигляд

$$Kdx/dt = A_1x + B_1u_{IN}, \quad (7)$$

$$Kdx/dt = A_2x + B_2u_{IN}. \quad (8)$$

Лінеаризована модель для малого сигналу є усередненою моделлю всіх режимів на періоді роботи перетворювача [3], [6]

$$Kd\tilde{x}/dt = A\tilde{x} + B\tilde{u} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_{IN}] \cdot \tilde{d}, \quad (9)$$

де $B = B_1 \cdot D_S + B_2 \cdot D_1$; $A = A_1 \cdot D_S + A_2 \cdot D_1$. А безпосередньо сигнали представлені у вигляді суми постійної та змінних складових $x = X + \tilde{x}$, $u_{IN} = V_{IN} + \tilde{u}$, $D_S = D + \tilde{d}$. Постійні складові відповідають ustalеному режиму роботи перетворювача.

Беручи до уваги матриці A_1, A_2, B_1, B_2 , вираз (7) та $D_1=1-D_S$ (для умови неперервного вхідного струму), маємо

$$\begin{bmatrix} L \cdot d\tilde{i}_L / dt \\ C \cdot d\tilde{u}_c / dt \\ L_0 \cdot d\tilde{i}_0 / dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 2D-1 & 0 \\ 1-2D & 0 & D-1 \\ 0 & 2-2D & -Z_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{u}_c \\ \tilde{i}_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1-D \\ 0 \\ D-1 \end{bmatrix} \cdot \tilde{u}_{IN} + \begin{bmatrix} 2V_C - V_{IN} \\ -2I_L + I_0 \\ -2V_C + V_{IN} \end{bmatrix} \cdot \tilde{d}. \quad (10)$$

Застосовуючи перетворення Лапласа до виразу (10), можемо записати

$$\begin{cases} s \cdot L \cdot \tilde{i}_L(s) = (2D-1) \cdot \tilde{u}_c(s) + (1-D) \cdot \tilde{u}_{IN}(s) + (2V_C - V_{IN}) \cdot \tilde{d}(s); \\ s \cdot C \cdot \tilde{u}_c(s) = (1-2D) \cdot \tilde{i}_L(s) + (D-1) \cdot \tilde{i}_0 + (-2I_L + I_0) \cdot \tilde{d}(s); \\ s \cdot L_0 \cdot \tilde{i}_0(s) = (2-2D) \cdot \tilde{u}_c(s) - Z_0(s) \cdot \tilde{i}_0 + (D-1) \cdot \tilde{u}_{IN}(s) - (2V_C - V_{IN}) \cdot \tilde{d}(s). \end{cases} \quad (11)$$

На основі отриманої системи рівнянь (11) легко знайти передатну функцію перетворювача, яка дозволяє визначити коливання вихідної напруги при відносно малих збуреннях вхідної напруги $\tilde{u}_{IN}(s)$ або інтервалу повної провідності $\tilde{d}(s)$. Приймаючи вхідну напругу незмінною $\tilde{u}_{IN}(s) = 0$, можемо визначити зміни вихідної напруги при відносно малих змінах інтервалу повної провідності.

Враховуючи еквівалентне навантаження Z_0 для робочої точки (I_0, V_{IN}, V_C, D, I_L)

$$Z_0(s) = R_0 / (C_0 \cdot R_0 \cdot s + 1), \quad (12)$$

можна оцінити динаміку перетворювача в робочій точці для малого сигналу

$$\tilde{u}_0(s) / \tilde{d}(s) = L(s) / M(s), \quad (13)$$

$$\text{де } L(s) = R_0 \cdot V_{IN} + [2 \cdot R_0 \cdot L \cdot (D-1) \cdot (2 \cdot I_L - I_0)] \cdot s + [R_0 \cdot L \cdot C \cdot (V_{IN} - 2 \cdot V_C)] \cdot s^2, \quad (14)$$

$$M_1(s) = \{L_0 \cdot L \cdot C \cdot C_0 \cdot R_0\} \cdot s^4 + \{L_0 \cdot L \cdot C\} \cdot s^3 + \left\{ L \cdot R_0 \cdot [2 \cdot C_0 \cdot (1 + D^2 - 2 \cdot D) + C] + \right. \\ \left. + L_0 \cdot C_0 \cdot R_0 \cdot (4D^2 - 4D + 1) \right\} \cdot s^2 + \\ + \{L_0 \cdot (1 - 4 \cdot D + D^2) + 2 \cdot L \cdot (1 - 2 \cdot D + D^2)\} \cdot s + R_0 \cdot \{1 - 4D + 4D^2\}. \quad (15)$$

Стійкість системи для малого сигналу. Прямим показником стійкості будь-якої лінійної неперервної замкнутої системи є наявність лише від'ємних значень дійсних складових коренів характеристичного рівняння передатної функції, яка визначена з рис. 3, а

$$K(s) = \frac{K_{qZS}(s) \cdot K_L + K_{qZS}(s) \cdot K_P \cdot K_L \cdot \tau \cdot s}{\tau \cdot s + K_{qZS}(s) \cdot K_L + K_{qZS}(s) \cdot K_P \cdot K_L \cdot \tau \cdot s} \quad (16)$$

Беручи до уваги вираз (13), отримуємо

$$K(s) = \frac{K_L \cdot L(s) / M(s) + K_P \cdot K_L \cdot \tau \cdot s \cdot L(s) / M(s)}{\tau \cdot s + K_L \cdot L(s) / M(s) + K_P \cdot K_L \cdot \tau \cdot s \cdot L(s) / M(s)} \quad (17)$$

на основі якого можна визначити характеристичне рівняння системи

$$\tau \cdot s \cdot M(s) + L(s) \cdot K_L + L(s) \cdot K_P \cdot K_L \cdot \tau \cdot s = 0. \quad (18)$$

Основне завдання полягає в знаходженні рішень характеристичного рівняння як функції параметрів ПІ-регулятора. На рис. 4, а показана залежність максимального значення серед дійсних складових коренів характеристичного рівняння передатної функції від параметрів ПІ-регулятора для певної робочої точки 3.

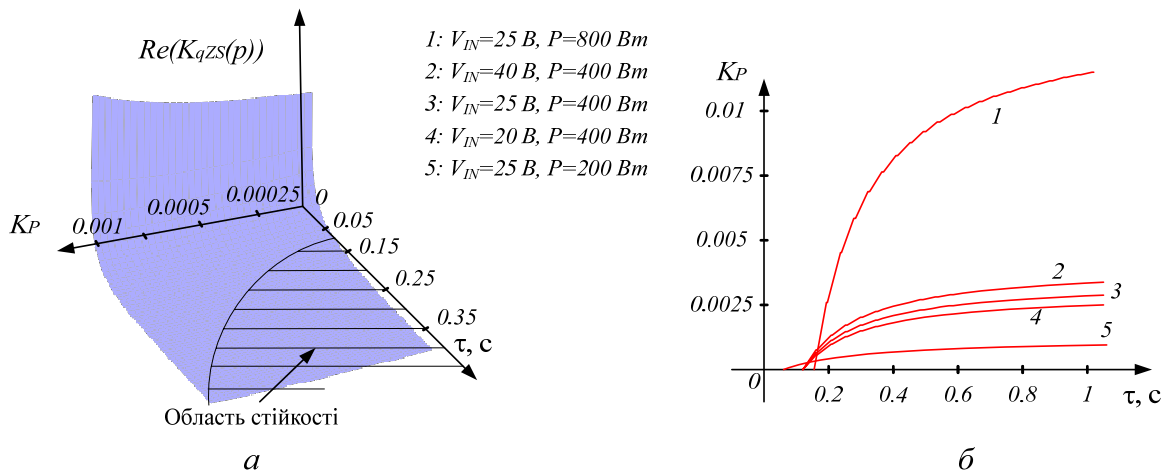


Рис. 4

Відповідно до рисунку система може бути нестійкою в залежності від значень сталої часу та коефіцієнту підсилення. На це вказує наявність додатних дійсних складових коренів. Водночас на рис. 4, б показано сімейство кривих значень параметрів ПІ-регулятора, які визначають межу стійкості та відповідають різним робочим точкам перетворювача (різна вхідна напруга та потужність).

Система є стійкою, якщо параметри ПІ-регулятора знаходяться з правої частини від кривої, при цьому наявні лише від'ємні дійсні складові коренів характеристичного рівняння. З рисунку видно, що зниження вхідної напруги призводить до зменшення зони стійкості (криві 2–4), в той час як збільшення потужності, навпаки, суттєво розширює діапазон допустимих значень параметрів регулятора (криві 1, 5). При цьому слід відзначити, що стала часу інтегратора практично не змінюється у порівнянні з коефіцієнтом підсилення регулятора.

Результати експериментальних досліджень, які були проведені для перевірки теоретичних положень, отримано для перетворювача постійної напруги з КІ ланкою для паливних елементів, розробленого в Талліннському університеті технологій. Параметри досліджуваного зразка, а також параметри регулятора в системі керування представлено у таблиці.

На рис. 5 показано результати експериментальних досліджень роботи перетворювача. На рис. 5, а та 5, б представлені осцилограми вхідного струму та вихідної напруги перехідного процесу та усталеного режиму відповідно. Вхідна напруга складає 25 В, стала часу регулятора 1 с, коефіцієнт підсилення 0,001. Перехідний процес відповідає зміні навантаження від 400 Вт до 200 Вт. З рисунків видно, що вхідний струм має постійну складову та високочастотну складову, яка відповідає частоті перемикавання транзисторів (100 кГц). Вихідна напруга залишається стабільною незважаючи на зміну навантаження.

Вхідна напруга, V_{IN}	20-40 В	
Вихідна напруга, V_{OUT}	400 В	
Конденсатори КІ ланки, C_1, C_2	50 мкФ	
Індуктивності КІ ланки, L_1, L_2	5 мкГн	
Частота перемикання транзисторів, f_{SW}	100 кГц	
Коефіцієнт передачі трансформатора, n_{TR}	5	
Номинальна потужність, P	1,5 кВт	
Постійна часу інтегратора та коефіцієнт підсилення пропорційної складової: τ, K_P	стійкий режим	нестійкий режим
	1 с; 0,001	0,25 с; 0,005

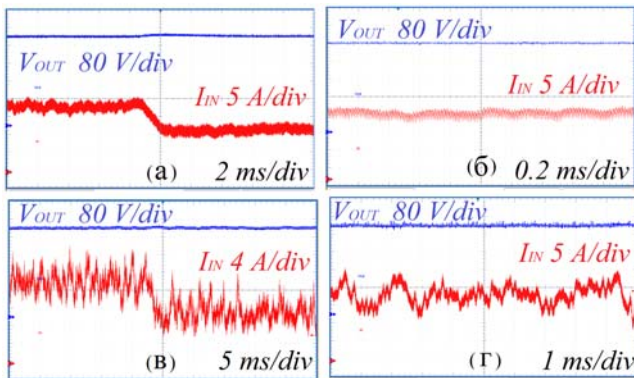


Рис. 5

ментальними дослідженнями. Зокрема, при зміні навантаження від 400 Вт до 200 Вт збільшуються коливання вхідного струму (рис. 5, г). Цей факт особливо необхідно враховувати при налагодженні систем керування перетворювачів з квазі-імпедансною ланкою для паливних елементів. Наявність подібних коливань вхідного струму суттєво зменшує їхній ККД та термін дії.

Висновки. У даній роботі представлено аналіз стійкості DC/DC перетворювачів на основі КІ ланки з ПІ-регулятором у системі керування. Аналіз виконано на основі моделі для малого сигналу. Показано, що подібний клас перетворювачів має обмежену, але передбачувану область стійкості, яка залежить від параметрів ПІ-регулятора в колі системи керування та робочої точки перетворювача. Зокрема, зменшення навантаження та вхідної напруги призводить до зменшення зони стійкості параметрів регулятора. Очевидним висновком є також і той факт, що для забезпечення стійкої роботи перетворювача в широкому діапазоні необхідно зменшувати швидкодію регулятора. Значимість і коректність отриманих аналітичних результатів підтверджені результатами експериментальних досліджень. Незначні кількісні розбіжності між аналітичними розрахунками параметрів регулятора та експериментально перевіреними можуть бути пояснені спрощеннями, які були допущені в процесі аналізу.

1. Руденко Ю.В. Субгармонические колебания в импульсном стабилизаторе понижающего типа // Техн. електродинаміка. – 2006. – № 4. – С. 28–34.
2. Anderson J., Peng F.Z. Four quasi-Z-Source inverters // Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'2008. – 2008. – Pp. 2743–2749.
3. Husev O., Vinnikov D., Roasto I. Stability Analysis of the Quasi-Z-Source DC/DC Converter Based on Small Signal Model // Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM). – 2012. – Pp. 298–303.
4. Vinnikov D., Husev O., Roasto I. Lossless Dynamic Models of the Quasi-Z-Source Converter Family // Scientific journal of Riga Technical University. – 2011. – №29. – Pp. 73–78.
5. Vinnikov D., Roasto I. Quasi-Z-Source-Based Isolated DC/DC Converters for Distributed Power Generation // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2011. – № 1. – Pp. 192–201.
6. Kriventsov S., Mayer J. Stability of periodic solutions for multi topology DC-to-DC power converters // Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual. – 2003. – Pp. 1577–1582.
7. Strzelecki R., Vinnikov D. Models of the qZ-Converters // Przegląd Elektrotechniczny. – 2010. – № 6. – Pp. 80–84.

Аналогічні осцилограми показані для випадку, коли коефіцієнт підсилення пропорційної складової був збільшений до 0,005, а стала часу зменшена до 0,25 с (рис. 5, в та рис. 5, г). Згідно з теоретичними

розрахунками це відповідає нестійкій поведінці перетворювача (рис. 4, б). З представлених осцилограм очевидно, що, незважаючи на відносно стабільну вихідну напругу, з'являються додаткові субгармонійні коливання вхідного струму (близько 2 кГц) в усталеному режимі, що свідчить про нестабільну роботу перетворювача [1]. Результати експериментальних досліджень повністю підтверджують теоретичні дослідження та якісно корелюються з результатами, які були представлені в [3]. Цікавим фактом також є залежність зони стійкості від навантаження перетворювача, що було відзначено при аналізі теоретичних результатів та підтверджено експериментальними дослідженнями.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ РЕГУЛЯТОРА В СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ DC/DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ С КВАЗИ-ИМПЕДАНСНЫМ ЗВЕНОМ ПРИ УСЛОВИИ УСТОЙЧИВОСТИ В МАЛОМ

А.А.Гусев, канд.техн.наук
Таллиннский университет технологий,
ул. Ехитаяте, 5, Таллинн, 19086, Эстония,
Черниговский государственный технологический университет,
ул. Шевченко, 95, Чернигов, 14027, Украина.
e-mail: oleksandr.husev@ieee.org

Рассмотрены особенности работы DC/DC преобразователей с квази-импедансным звеном. С помощью передаточной функции для малого сигнала проведен анализ устойчивости и найдена область значений коэффициентов ПИ-регулятора, при которых система устойчива при относительно малых возмущениях. Результаты аналитических исследований подтверждены результатами эксперимента. Библи. 7, табл. 1, рис. 5.

Ключевые слова: DC/DC преобразователь, квази-импедансное звено, ПИ-регулятор, модель для малого сигнала.

DETERMINING OF THE CONTROLLER PARAMETERS OF THE QZS DC/DC CONVERTER CONTROL SYSTEM PROVIDING SMALL SIGNAL STABILITY

О.Husev
Tallinn University of Technology,
str. Ehitajate, 5, Tallinn, 19086, Estonia,
Chernihiv State Technological University,
str. Shevchenko, 95, Chernih ov, 14027, Ukraine.
e-mail: oleksandr.husev@ieee.org

Peculiarities of DC/DC converters based on the qZS-network were considered. Control system of the converter is described. By means of small signal model of transfer function the stability analyzes was performed. The results of the analytical analysis and experimental investigation showed that a DC/DC converter based on the qZS-network has limited but predictable stability margin. The area of coefficients of PI-regulator in which the system is stable was found. It was shown that stability margin depends on coefficients of PI-regulator and operation point of the converter.

References 7, table 1, figures 5.

Keywords: DC/DC converter, quasi-Z-source, PI-regulator, small signal model.

1. Rudenko Yu.V. Subharmonic oscillations in the buck pulse mode converter // Tekhnichna elektrody-namika. – 2006. – № 4. – Pp. 28–34. (Rus)
2. Anderson J., Peng F.Z. Four quasi-Z-Source inverters // Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'2008. – 2008. – Pp. 2743–2749.
3. Husev O., Vinnikov D., Roasto I. Stability Analysis of the Quasi-Z-Source DC/DC Converter Based on Small Signal Model // Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM). – 2012. – Pp. 298–303.
4. Vinnikov D., Husev O., Roasto I. Lossless Dynamic Models of the Quasi-Z-Source Converter Family // Scientific journal of Riga Technical University. – 2011. – №29. – Pp. 73–78.
5. Vinnikov D., Roasto I. Quasi-Z-Source-Based Isolated DC/DC Converters for Distributed Power Generation // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2011. – № 1. – Pp. 192–201.
6. Kriventsov S., Mayer J. Stability of periodic solutions for multi topology DC-to-DC power converters // Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual. – 2003. – Pp. 1577–1582.
7. Strzelecki R., Vinnikov D. Models of the qZ-Converters // Przegląd Elektrotechniczny. – 2010. – № 6. – Pp. 80–84.

Надійшла 14.02.2013

Received 14.02.2013