

## РОЗДІЛ VI. ЕНЕРГЕТИКА

УДК 621.314.1

**О.О. Гусев**, канд. техн. наук

Чернігівський національний технологічний університет, м. Чернігів, Україна

### МОДЕЛЬ ТРИРІВНЕВОГО КВАЗИ-ІМПЕДАНСНОГО ІНВЕРТОРА ДЛЯ МАЛОГО СИГНАЛУ

**А.А. Гусев**, канд. техн. наук

Черниговский национальный технологический университет, г. Чернигов, Украина

### МОДЕЛЬ ТРЕХУРОВНЕВОГО КВАЗИ-ИМПЕДАНСНОГО ИНВЕРТОРА ДЛЯ МАЛОГО СИГНАЛА

**Oleksandr Husev**, PhD in Technical Sciences

Chernihiv National University of Technology, Chernihiv, Ukraine

### THE MODEL OF THREE-LEVEL QUASI-Z-SOURCE INVERTER FOR A SMALL SIGNAL

*Розглянуто однофазний трирівневий квазі-імпедансний інвертор. Проведено лінеаризацію за методом усереднення у просторі станів. Складено матричний вираз, що описує в  $p$ -області поведінку перетворювача для малого сигналу. Аналітично отримані передавальні функції, які можна використовувати для синтезу замкнутої системи керування.*

**Ключові слова:** трирівневий інвертор, квазі-імпедансна ланка, малосигнальна модель.

*Рассмотрен однофазный трехуровневый квази-импедансный инвертор. Произведена линеаризация по методу усреднения в пространстве состояний. Составлено матричное выражение, описывающее в  $p$ -области поведение преобразователя для малого сигнала. Аналитически получены передаточные функции, которые можно использовать для синтеза замкнутой системы.*

**Ключевые слова:** трехуровневый инвертор, квази-импедансное звено, малосигнальная модель.

*Focus is on the single-phase three-level quasi-Z-source inverter. State space averaging method is used for small-signal analysis. Small signal behavior of the converter expressed analytically in form of set of transfer functions. It can be used for controller design in closed loop system.*

**Key words:** three-level inverter, qZS network, small signal model.

**Постановка проблеми.** Останніми роками спостерігається різке зростання кількості енергії, що генерується відновлюваними джерелами енергії (ВДЕ). Протягом 2013 року у світі потужність вітряних і фотоелектричних установок зростає з 283 і 100 ГВт до 318 і 139 ГВт відповідно [1]. Генерувальні установки для цих двох джерел відновлюваної енергії містять у собі різні модулі силової електроніки.

Квазі-імпедансні перетворювачі (КІП) були запропоновані в 2008 році. Інвертори з квазі-імпедансною (КІ) ланкою добре зарекомендували себе в системах перетворювальної техніки для ВДЕ завдяки можливості забезпечувати неперервний вхідний струм, зменшеній кількості етапів перетворення енергії та підвищеній завадостійкості [2]. КІП використовуються: для інтеграції фотоелектричних перетворювачів у мережу [3] і як інтерфейсні перетворювачі для паливних елементів [4].

Трирівневий однофазний квазі-імпедансний інвертор КІП з фіксованою нейтральною точкою був запропонований нещодавно як нове рішення для інтеграції фотоелектричних перетворювачів у мережу [5; 6]. Новий перетворювач поєднує в собі переваги трирівневого інвертора та КІ ланки. На рис. 1 показана запропонована топологія.

Для аналізу імпульсних перетворювачів на малому сигналі прийнято використовувати метод усереднення у просторі станів [7]. Він оперує з середніми значеннями струмів і напруг. Середня лінеаризована модель перетворювача, отримана за цим методом, описує поведінку перетворювача при малих змінах вхідних величин і керуючого сигналу.

**Мета статті.** Головною метою цієї роботи є побудова моделі трирівневого однофазного КІП для малого сигналу.

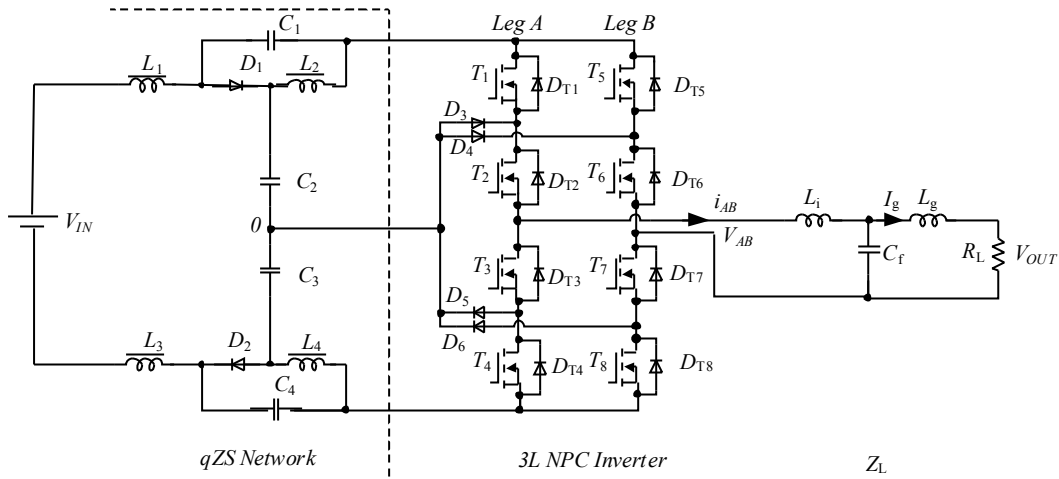


Рис. 1. Схема трирівневого однофазного КІІ

**Виклад основного матеріалу.** Метод усереднення у просторі станів використовується для аналізу стійкості ШІМ перетворювачів. Час інвертора раніше розбитий на інтервали, на яких вона замінюється лінійною ланцюга. На  $i$ -му інтервалі його роботу описує система рівнянь:

$$\begin{cases} \mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_i \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_i \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}_i \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_i \mathbf{u}(t) \end{cases}, \quad (1)$$

де  $\mathbf{K}$ ,  $\mathbf{A}_i$ ,  $\mathbf{B}_i$ ,  $\mathbf{C}_i$ ,  $\mathbf{E}_i$  – матриця коефіцієнтів на  $i$ -ому інтервалі;  $\mathbf{x}(t)$  – вектор стану;  $\mathbf{u}(t)$  – вектор вхідних змінних;  $\mathbf{y}(t)$  – вектор вихідних змінних. Як стани обирають мінімальний набір напруг і струмів на конденсаторах та індуктивностях, які повністю описують систему.

Далі усереднена система рівнянь за період перетворювача в матричній формі:

$$\begin{cases} \frac{d\langle \mathbf{x}(t) \rangle_T}{dt} = \mathbf{A}_{av} \langle \mathbf{x}(t) \rangle_T + \mathbf{B}_{av} \langle \mathbf{u}(t) \rangle_T \\ \langle \mathbf{y}(t) \rangle_T = \mathbf{C}_{av} \langle \mathbf{x}(t) \rangle_T + \mathbf{E}_{av} \langle \mathbf{u}(t) \rangle_T \end{cases}, \quad (2)$$

де  $\mathbf{A}_{av}$ ,  $\mathbf{B}_{av}$ ,  $\mathbf{C}_{av}$  та  $\mathbf{E}_{av}$  – усереднені матриці коефіцієнтів, що описують поведінку перетворювача в усереднених значеннях. Тут і далі, кутові дужки  $\langle \rangle_T$  означають усереднення величини за період перемикання  $T$ .

Крім того, всі усереднені стани, вхідна напруга і керуючий сигнал представляються у вигляді постійної складової і змінної складової малої амплітуди з частотою, нижчою за частоту перемикання перетворювача:

$$\begin{cases} \langle \mathbf{x}(t) \rangle_T = \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}(t); \langle \mathbf{u}(t) \rangle_T = \mathbf{U} + \tilde{\mathbf{u}}(t); \langle \mathbf{y}(t) \rangle_T = \mathbf{Y} + \tilde{\mathbf{y}}(t); \\ \langle d_a(t) \rangle_T = D_A + \tilde{d}(t); \langle d_o(t) \rangle_T = D_0 = 1 - D_A - \tilde{d}(t). \end{cases} \quad (3)$$

Для того, щоб оцінити значення пасивних компонентів і динамічні властивості, нижче коротко наведено принцип роботи перетворювача.

Період роботи перетворювача може бути розділений на декілька часових інтервалів і може бути представлений за допомогою трьох еквівалентних схем, як це показано на рис. 2. Відповідно, всі комутаційні стани можуть бути зведені до трьох основних: нульовий стан (рис. 2, а), активні стани (рис. 2, б) і стан повної провідності (рис. 2, в).

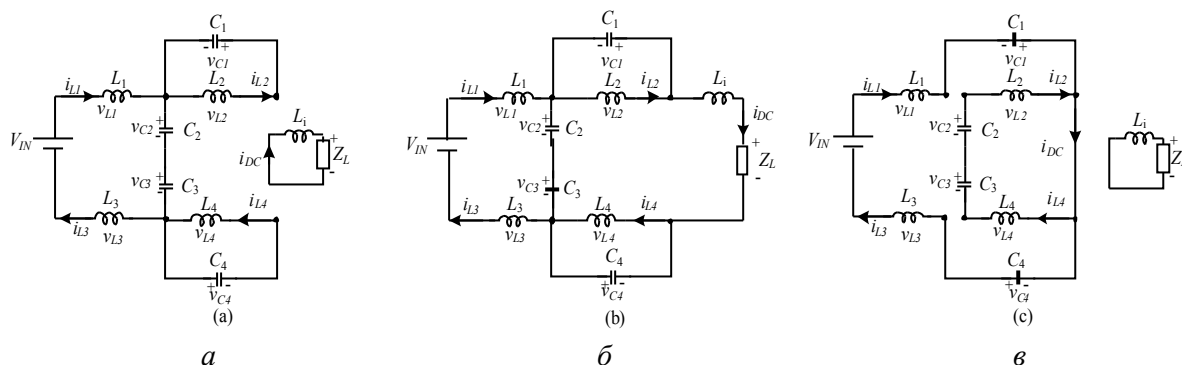


Рис. 2. Еквівалентні кола перетворювача: в нульовому стані (а), активному стані (б) та стані повної провідності (в)

Слід зазначити декілька припущень, які були взяті до уваги. Перетворювач працює тільки за наявності активного стану та стану повної провідності. Це означає, що індекс модуляції дорівнює  $M = 1 - D_s$ , де  $D_s$  – відносна тривалість стану повної провідності. Також ми припускаємо, що перетворювач працює в режимі неперервного струму в усьому діапазоні роботи.

Враховуючи вищесказане, рис. 3 ілюструє динамічну модель однофазного трирівневого КП з фіксованою нейтральною точкою, який працює в режимі неперервного струму. При цьому інвертор представлений перемикачем (S), який синхронізується з оберненим значенням перемикача замість діодів. На рис. 3 показано, що перетворювач представлений вектором із семи станів.

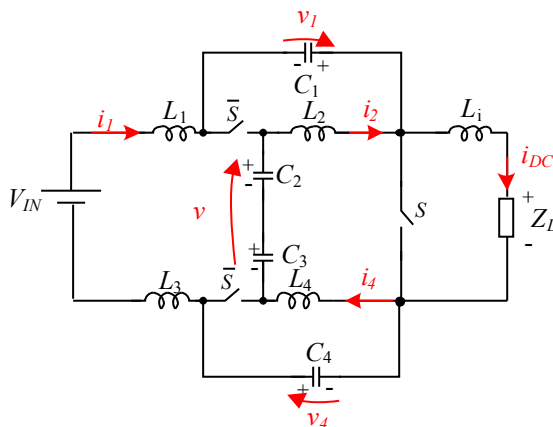


Рис. 3. Динамічна модель однофазного трирівневого КП з фіксованою нейтральною точкою

Ця модель описується такими диференціальними рівняннями в режимі повної провідності (інтервал  $D_s \cdot T$ ):

$$\mathbf{x}^T(t) = [i_1 \quad i_2 \quad i_4 \quad v_1 \quad v \quad v_4 \quad i_{DC}]; \mathbf{u}(t) = [v_{in}(t)]; \mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} i_{in}(t) \\ v_{out}(t) \end{bmatrix}. \quad (4)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z_0 \end{bmatrix}; \mathbf{K} = \begin{bmatrix} (L_1 + L_3) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{C_2 \cdot C_3}{C_2 + C_3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_i \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{L_2}{L_2 + L_4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{L_4}{L_2 + L_4} & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -Z_0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

Аналогічно для активного інтервалу (інтервал  $D_A \cdot T$ ):

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & -Z_0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

Усереднена матриця має вигляд:

$$\begin{cases} \mathbf{A}_{av} = \frac{\langle d_S(t) \rangle_T}{2} (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{A}_1) + \frac{\langle d_A(t) \rangle_T}{2} (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{A}_2); \\ \mathbf{B}_{av} = \frac{\langle d_S(t) \rangle_T}{2} (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{B}_1) + \frac{\langle d_A(t) \rangle_T}{2} (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{B}_2); \\ \mathbf{C}_{av} = \mathbf{C}; \mathbf{E}_{av} = \mathbf{0}; \\ \langle d_S(t) \rangle_T + \langle d_A(t) \rangle_T = 1. \end{cases} \quad (8)$$

Проста перевірка полягає у знаходженні рішення рівнянь в усталеному режимі, де всі похідні дорівнюють нулю.

$$\begin{cases} \frac{d\langle \mathbf{x}(t) \rangle_T}{dt} = \mathbf{0}; \langle \mathbf{x}(t) \rangle_T = \mathbf{X}; \langle \mathbf{u}(t) \rangle_T = \mathbf{U}; \langle \mathbf{y}(t) \rangle_T = \mathbf{Y}; \langle d_a(t) \rangle_T = D_A; \langle d_s(t) \rangle_T = D_S = 1 - D_A. \\ \mathbf{0} = \mathbf{A}_{av} \mathbf{X} + \mathbf{B}_{av} \mathbf{U}; \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C}_{av} \mathbf{X} + \mathbf{E}_{av} \mathbf{U}. \end{cases} \quad (9)$$

У результаті рішення системи рівнянь (9) ми маємо набір рішень для сталого режиму:

$$\begin{cases} \langle i_1(t) \rangle_T = \left( \frac{1 - D_S}{1 - 2D_S} \right)^2 \frac{V_{IN}}{Z_0}; \langle i_2(t) \rangle_T = \left( \frac{1 - D_S}{1 - 2D_S} \right)^2 \frac{V_{IN}}{Z_0}; \\ \langle i_4(t) \rangle_T = \left( \frac{1 - D_S}{1 - 2D_S} \right)^2 \frac{V_{IN}}{Z_0}; \langle v_1(t) \rangle_T = \frac{L_2 \cdot D_S \cdot V_{IN}}{(L_2 + L_4)(1 - 2D_S)}; \\ \langle v(t) \rangle_T = \left( \frac{1 - D_S}{1 - 2D_S} \right) V_{IN}; \langle v_4(t) \rangle_T = \frac{L_4 \cdot D_S \cdot V_{IN}}{(L_2 + L_4)(1 - 2D_S)}; \\ \langle i_{DC}(t) \rangle_T = \left( \frac{1 - D_S}{1 - 2D_S} \right) \frac{V_{IN}}{Z_0}. \end{cases} \quad (10)$$

Крім того, всі усереднені стани, вхідна напруга і сигнал управління представлені у вигляді постійної складової і змінної складової малої амплітуди з частотою нижче частоти перемикання

$$\begin{cases} \langle \mathbf{x}(t) \rangle_T = \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}(t); \langle \mathbf{u}(t) \rangle_T = \mathbf{U} + \tilde{\mathbf{u}}(t); \langle \mathbf{y}(t) \rangle_T = \mathbf{Y} + \tilde{\mathbf{y}}(t); \\ \langle d_a(t) \rangle_T = D_A + \tilde{d}(t); \langle d_s(t) \rangle_T = D_S = 1 - D_A - \tilde{d}(t). \end{cases} \quad (11)$$

Підставляючи (11) у рівняння (3), з урахуванням виразів (4) – (8), нехтуючи малими другого порядку і відніманням рівнянь для усталеного режиму, отримуємо:

$$K \frac{d}{dt} \tilde{X} = A\tilde{x} + B\tilde{u} + \left[ (\mathbf{K}^{-1}A_1 - \mathbf{K}^{-1}A_2)X + (\mathbf{K}^{-1}B_1 - \mathbf{K}^{-1}B_2)U \right] \cdot \tilde{d}. \quad (12)$$

Далі, застосовуючи перетворення Лапласа до (12), можна записати вираз для моделі малого сигналу:

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{x}}(s) = (s \cdot I - \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \tilde{\mathbf{u}}(s) + (s \cdot I - \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{M} \cdot \tilde{d}(s); \\ \mathbf{M} = \left[ (\mathbf{K}^{-1}A_1 - \mathbf{K}^{-1}A_2)X + (\mathbf{K}^{-1}B_1 - \mathbf{K}^{-1}B_2)U \right]; \\ \tilde{\mathbf{y}}(s) = \mathbf{C} \cdot \tilde{\mathbf{x}}(s) = \mathbf{C} \cdot (s \cdot I - \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \tilde{\mathbf{u}}(s) + \mathbf{C} \cdot (s \cdot I - \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{M} \cdot \tilde{d}(s), \end{cases} \quad (13)$$

де  $I$  – діагональна одинична матриця.

Малосигнальна модель показана на рис. 4. Вона містить 4 передавальні функції:

$$\begin{bmatrix} G_{id}(s) \\ G_{vd}(s) \end{bmatrix} \Big|_{\tilde{u}(s)=0} = \mathbf{C} \cdot (s \cdot I - \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{M}; \quad \begin{bmatrix} G_{iu}(s) \\ G_{vu}(s) \end{bmatrix} \Big|_{\tilde{d}(s)=0} = \mathbf{C} \cdot (s \cdot I - \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{B}. \quad (14)$$

Кожна з них може бути виражена:

$$G_{id}(s) = \frac{Q(s)}{H(s)}; \quad G_{vd}(s) = \frac{R(s)}{H(s)}; \quad G_{iu}(s) = \frac{S(s)}{H(s)}; \quad G_{vu}(s) = \frac{F(s)}{H(s)}. \quad (15)$$

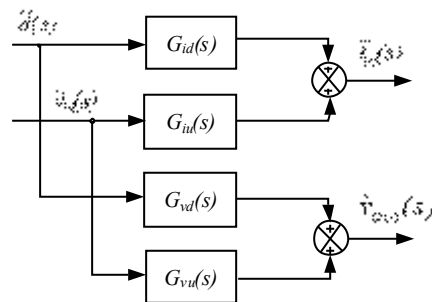


Рис. 4. Малосигнальна модель однофазного трирівневого КІ з фіксованою нейтральною точкою

На рис. 5 наведена діаграма Боде, яка визначається на основі рівняння (15). З діаграми можна зробити висновок, що для забезпечення стійкості системи необхідно враховувати полюси, які визначаються пасивними компонентами перетворювача та робочою точкою.

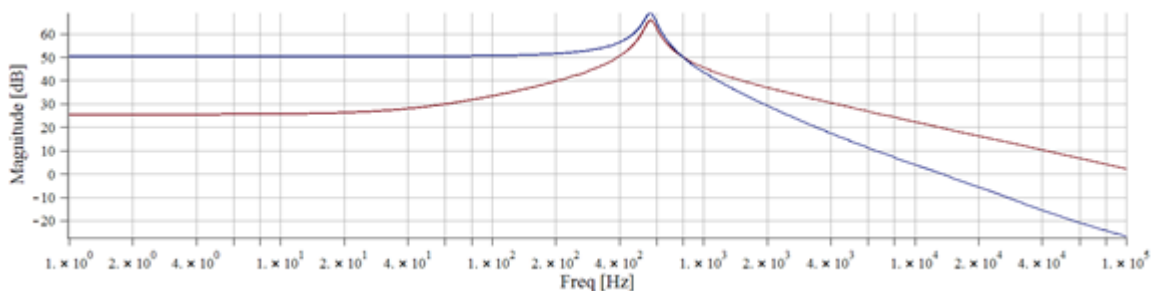


Рис. 5. Діаграма Боде на основі динамічної моделі

Очевидно, що динамічні характеристики досліджуваного перетворювача залежить від робочої точки. Отримані передавальні функції можуть бути використані для аналізу стійкості та визначення параметрів регулятора для замкнутої системи керування.

**Висновки.** В цій роботі на основі усередненої лінійної моделі була отримана матрична система рівнянь, яка описує поведінку перетворювача в р-області для малого сигналу. Показано, що динамічні характеристики дослідженого перетворювача залежать від робочої точки. Отримані передавальні функції можуть бути використані для аналізу стійкості і визначення параметрів регулятора для замкнутої системи керування. Були прийняті певні припущення, тому отримані результати можуть бути застосовані тільки для аналізу роботи перетворювача в режимі неперервного вхідного струму.

#### Список використаних джерел

1. *Renewables 2014 Global Status Report*. – Paris : Renewable Energy Policy Network for the 21st Century. – 2014.
2. *Anderson J., Peng F. Four quasi-Z-Source inverters.* / J. Anderson, F. Peng // IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC 2008). – 2008. – P. 2743–2749.
3. *Yuan Li Quasi-Z-Source Inverter for Photovoltaic Power Generation Systems* / Li Yuan, J. Anderson, F.Z. Peng, Liu Dichen // 24th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2009). – 2009. – P. 918–924.
4. *Vinnikov D. New Step-Up DC/DC Converter for Fuel Cell Powered Distributed Generation Systems: Some Design Guidelines* / D. Vinnikov, I. Roasto, J. Zakis, R. Strzelecki R. // *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*. – 2010. – № 86 (8). – P. 245–252.
5. *Husev O. Single Phase Three-Level Neutral-Point-Clamped quasi-Z-Source Inverter* / O. Husev, C. Roncero-Clemente, E. Romero-Cadaval, D. Vinnikov, S. Stepenko // IET PEL. – 2015. – № 1 (8). – P. 1–10.
6. *Husev O. Experimental investigation of high frequency 3L-NPC qZS inverter for photovoltaic application* / O. Husev, S. Stepenko, C. Roncero-Clemente, E. Romero-Cadaval, R. Strzelecki. - In: *Proceedings of IECON 2013 39th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. – 2013. – P. 5967–5972.
7. *Erickson R. W. Fundamentals of Power Electronics 2nd Ed.* / R. W. Erickson, D. Maksimovic. – Springer, 2001. – 912 p.