

ОСОБЛИВОСТІ РОЗРИВНОГО КЕРУВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ ЧАСТОТИ В ОДНОФАЗНІЙ НЕАВТОНОМНІЙ МЕРЕЖІ ЖИВЛЕННЯ ЗА УМОВИ НЕІДЕАЛЬНОСТІ ТРАНСФОРМАТОРА

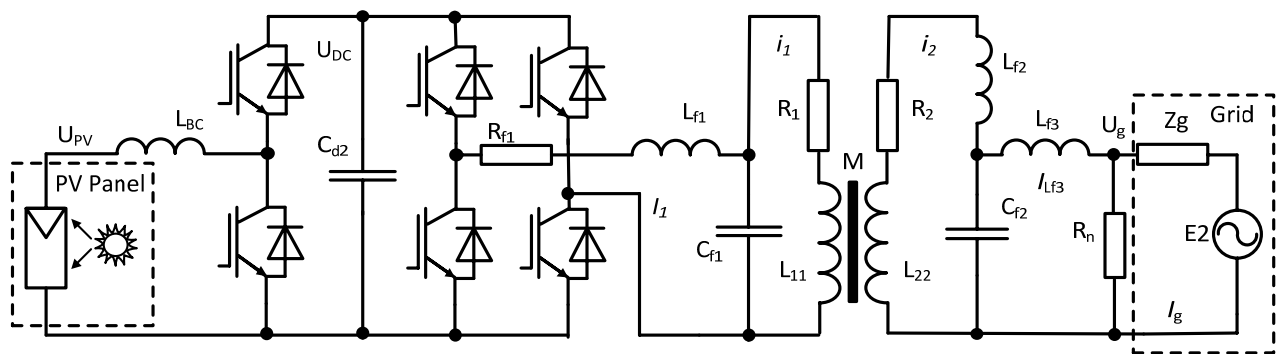
Т.В. Мисак*, канд.техн.наук, В.М. Михальський**, член-кор. НАН України
 Інститут електродинаміки Національної академії наук України,
 пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна. Е-mail: taras@igbt.com.ua

Об'єктом дослідження є джерело синусоїдальної напруги, яке має в своєму складі фотовольтаїчний генератор, напівпровідниковий перетворювач частоти з вихідним LC-фільтром і нелінійний однофазний трансформатор з LC-фільтром на виході, підключений до однофазної мережі живлення. Отримано математичний опис у вигляді нелінійної сингулярно-збуреної системи диференціальних рівнянь, для якої проведено редукцію. Нелінійність приведено до вигляду, який дозволив здійснити синтез розривного закону керування. Розглянуто питання стійкості та особливості, притаманні розривному керуванню в даній системі. Наводяться результати моделювання, проведеного з врахуванням обмежень, які впливають на технічну можливість реалізації отриманого закону керування. Бібл. 10, рис. 1.

Ключові слова: перетворювач частоти, трансформатор з насиченням, інтегральний многовид, розривне керування, сингулярно-збурена система, стійкість.

Вступ. Альтернативне джерело живлення, яке називають «сонячна батарея», насправді є доволі складним об'єктом перетворювальної техніки. В пристроях, які розраховані на під'єднання до існуючих мереж живлення (Grid-connected PV Systems), сонячний генератор мусить мати гальванічну розв'язку з зовнішньою мережею, а напівпровідниковий перетворювач частоти (ПЧ) – задовольняти стандартним вимогам щодо електромагнітної сумісності з цією мережею. Ізолюючий трансформатор може бути як високочастотним (ВЧ), що потребує додаткового ВЧ перетворювача та випрямляча [1], так і низькочастотним (НЧ). Застосування НЧ трансформатора дещо спрощує схемотехніку та зменшує кількість ступенів перетворення енергії. Позаяк вихідна потужність Solar Generator досить сильно залежить від умов навколишнього середовища, то для підтримання бажаного рівня напруги постійного струму на накопичувачі необхідним є застосування DC-DC перетворювача, який може одночасно виконувати функції контролю заряду та стабілізації цієї напруги [2]. В такому випадку вихідний ШІМ-інвертор має виконувати задачу узгодження параметрів вихідної напруги Grid-connected PV Systems із мережею споживача з урахуванням вимог до якості електроенергії, яка генерується [1, 3].

Постановка задачі. Розглядатимемо один з розповсюджених варіантів Grid-connected PV Systems [4]. Нехай заступна схема мережі представлена послідовно з'єднаними лінійним комплексним опором $Z_g = R_g + jL_g$ та джерелом ЕРС $E_2 = E(t)$. Тоді структурну схему можна представити у вигляді такого рисунка.



Вважатимемо, що DC-DC перетворювач виконує свою функцію так, що величину напруги U_{dc} можна вважати константою для всього діапазону допустимих струмів навантаження. За умови ідеальності ключів інвертора частина схеми Solid State Transformer, яка відповідає за узгодження параметрів вихідної напруги Grid-connected PV Systems із мережею споживача з урахуванням вимог до якості електроенергії [3], може бути описана відомими алгебраїчно-диференціальними рівняннями. Введемо в систему похибку модуляції $\delta = U_{ref} - U_2$. Сигнал завдання вихідної напруги $U_{ref}(t)$ може формуватися декількома методами в залежності від загальної стратегії керування Grid-connected PV Systems [4], тому далі розглядатимемо тільки контур стабілізації напруги U_2 . Вважатимемо також, що R_n на рисунку є резистором підсистеми вимірювання, а напруга U_g використовується суто для підсистеми PLL (синхронізації з мережею) [7], звідки можна припустити $R_n \gg R_g$ та $|I_n| < |i_{magn}|$. Вва-

жатимемо в подальших викладках $L_{f2}=0$. Аналітична апроксимація кривої намагнічування дозволяє перейти від поточкозчеплень до рівнянь відносно незалежних струмів обвиток i_1, i_2 . Для аналітичного описання безгістерезисної кривої намагнічування може бути використана апроксимація виду $B=B_m \arctg(\alpha H) + \rho H$ [5], де $\alpha, B_m, \rho > 0$ – сталі з реальної кривої намагнічування; B – індукція; H – напруженість магнітного поля.

Перейшовши до похибки, отримаємо неавтономну сингулярно-збурену нелінійну систему ДР

$$\begin{aligned} L_{f1} \frac{dI_1}{dt} &= U_{FC} - U_1 - R_f I_1; & \frac{dU_1}{dt} &= \frac{1}{C_{f1}} (I_1 - i_1); & \frac{d\delta}{dt} &= \dot{U}_{ref}(t) + \frac{1}{C_{f2}} (-i_2 + I_g); \\ \frac{di_1}{dt} &= \frac{1}{v(i_{mg})} (-R_1 a_1 i_1 + R_2 i_2 + a_1 U_1 + U_{ref}(t) - \delta); & \varepsilon \frac{di_2}{dt} &= \frac{1}{v(i_{mg})} (R_1 i_1 - R_2 a_2 i_2 - a_2 (U_{ref}(t) - \delta) - U_1); \\ (L_{f3} + L_g) \frac{dI_g}{dt} &= -R_g I_g + U_{ref}(t) - \delta - E_2(t); & v(i_{mg}) &= V_m \left(\rho + B_m (1 + \alpha^2 H_{am}^2 i_{magn}^2)^{-1} \right), \end{aligned} \quad (1)$$

де $U_{FC}, U_g, E_2(t)$ – миттєві значення напруг на виході ПЧ та мережі, ЕРС мережі; U_1, U_2 – миттєві значення напруг на фільтрових конденсаторах; $i_{mg} = i_1 + i_2$ – струм намагнічування, L_{110}, L_{220}, M_0 – початкові значення індуктивностей та взаєміндуктивності, які мали би місце при відсутності насичення, $a_1 = L_{220}/M_0, a_2 = L_{110}/M_0, V_m$ – масштабний коефіцієнт, H_{am} – стала, що залежить від геометричних параметрів обвиток та їхнього взаєморозташування на магнітному осерді; I_1, I_2, I_g – вихідний струм ПЧ, струми в навантаженні та мережі; R, L, C – активні опори, індуктивності та ємності у відповідності до схеми рисунка.

Мета роботи полягає в побудові розривного закону керування ПЧ, який мінімізує вплив стрибків навантаження на форму напруги мережі живлення U_g .

Рішення задачі. Систему ДР (1) можна замінити еквівалентною системою пониженого порядку, якщо для неї виконуються умови існування інтегрального многовиду [6]. Загальні методи пошуку такого многовиду в аналітичному вигляді, на жаль, невідомі, проте для системи (1) можна одержати його наближене значення з потрібним ступенем точності у вигляді ряду, який збігається, по степенях ε [7]. Для спрощення алгебраїчних перетворень перепозначимо коефіцієнти, ввівши нові безрозмірні змінні

$$x_1 = I_1 R_{f1} U_{dm}^{-1}, \quad x_2 = U_1 U_{dm}^{-1}, \quad x_3 = U_2 E_{2m}^{-1}, \quad x_4 = I_g R_g E_{2m}^{-1}, \quad y_1 = i_1 R_1 U_{dm}^{-1}, \quad y_2 = i_2 R_2 E_{2m}^{-1}, \quad u = U_{FC} U_{dm}^{-1}. \quad (2)$$

Якщо зважити на те, що опори R_1, R_2 відомі, а максимальну величину амплітуди напруги мережі можна оцінити, то виберемо масштабуючий параметр U_{dm} таким, щоб виконувалася рівність $U_{dm}/R_1 = E_{2m}/R_2$.

Поклавши $\varepsilon=0$, розв'яжемо два алгебраїчні рівняння з (1), записані з урахуванням підстановки похибки модуляції δ . Одержимо нульове наближення інтегрального многовиду, яке збігається з отриманим у [6] $\varphi_0 = |y_1, y_2|^T = |x_2, -x_3|^T$. За його допомогою перше наближення $\varphi_1(y_1, y_2)$ можна визначити наступним чином [7]:

$$\varphi_1(y_1, y_2) = -B^{-1}(x, t)G(x, t), \quad (3)$$

де $G(x, t) = Li_\varphi(f(x, t))$ – похідна Лі від вектор-функції $f(x, t)$ по φ_0 ;

$$f(x, t) = \frac{d}{dt} |x_1, x_2, x_3, x_4|^T, \quad B(x, t)|_{\varphi_0} = \left| \frac{\partial g_i}{\partial y_k} \right|_{i,k=1,2}, \quad g_i(x, y) = v(y_1, y_2) \begin{vmatrix} a_{51}y_1 + a_{52}y_2 + a_{53}x_2 + a_{54}x_3 \\ a_{61}y_1 + a_{62}y_2 + a_{63}x_2 + a_{64}x_3 \end{vmatrix},$$

де $a_{51} = -a_{53} = -R_1 L_{220} M_0^{-1}, a_{52} = R_2, a_{54} = R_2, v(y_1, y_2) = V_m \left(\alpha_1 + (y_1 + y_2)^2 \right) \left(\alpha_2 + \rho (y_1 + y_2)^2 \right)^{-1}$;

$$a_{61} = R_1, a_{62} = -R_2 L_{110} M_0^{-1}, a_{63} = -R_1, a_{64} = -a_{62}, \alpha_1 = R_1^2 \left(\alpha^2 H_{am}^2 U_{dm}^2 \right)^{-1}, \alpha_2 = (B_m + \rho) R_2^2 R_1^{-2} \alpha_1.$$

Оскільки ε є достатньо малою величиною у порівнянні з іншими коефіцієнтами системи ДР (1), можна знехтувати степенями 2 і вище ряду по степенях ε , обмежившись першим наближенням (3) і записати інтегральний многовид у такій формі

$$\varphi(y_1, y_2) = \varphi_0(y_1, y_2) + \varepsilon \varphi_1(y_1, y_2) = \begin{vmatrix} x_2 \\ -x_3 \end{vmatrix} - \frac{M_0}{V_m R_1 R_2} \frac{\alpha_2 + \rho (x_2 - x_3)^2}{\alpha_1 + (x_2 - x_3)^2} \begin{vmatrix} \sum_{i=1}^4 b_{1i} x_i \\ \sum_{j=1}^4 b_{2j} x_j \end{vmatrix}^T, \quad (4)$$

де $a_{43} = a_{44} = -R_1 (L_{f3} + L_g)^{-1} / E_{2m}$,

$$b_{11} = a_{21} a_{62}, b_{12} = a_{22} a_{62}, b_{13} = -a_{31} a_{52}, b_{14} = a_{32} a_{52}, b_{21} = -a_{21} a_{61}, b_{22} = -a_{22} a_{61}, b_{23} = a_{31} a_{52}, b_{24} = -a_{32} a_{52},$$

$$a_{11} = -R_{f1} L_{f1}^{-1}, a_{12} = a_{11}, a_{21} = R_{f1}^{-1} C_{f1}^{-1}, a_{22} = -a_{21}, a_{31} = -C_{f2}^{-1} R_2^{-1}, a_{32} = -a_{31}, a_{41} = -R_g (L_{f3} + L_g)^{-1}, a_{42} = -a_{41}.$$

Після цього, врахувавши (4), маємо формальне право відкинути в (1) два рівняння з малим параметром при похідних, в результаті чого отримуємо нелінійну афінну систему ДР пониженого порядку

$$\begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= a_{11} x_1 + a_{12} x_2 + B u; & \frac{dx_2}{dt} &= a_{21} x_1 + a_{22} x_2 + a_{22} \varsigma_1(x_1, \dots, x_4); \\ \frac{dx_3}{dt} &= b_{32} x_4 - a_{31} x_3 + a_{31} \varsigma_2(x_1, \dots, x_4); & \frac{dx_4}{dt} &= a_{41} x_4 + a_{42} x_3 + a_{44} E_2(t), \end{aligned} \quad (5)$$

$$\text{де } B = R_{f1}, \quad \zeta_{1,2}(x_1, \dots, x_4) = -\frac{M_0}{V_m R_1 R_2} \frac{\alpha_2 + \rho(x_2 - x_3)^2}{\alpha_1 + (x_2 - x_3)^2} \left| \sum_{i=1}^4 b_{1i} x_i \cdot \sum_{j=1}^4 b_{2j} x_j \right|^T.$$

Системи ДР (1) та (5) не можуть бути дифеоморфними, проте є локально еквівалентними та ізоморфними за керуванням [8]. Еквівалентність систем (1) та (5) означає, що немає необхідності проводити синтез керування u для повновимірної системи (1). Із стійкості або асимптотичної стійкості деякого рішення системи (5) впливає стійкість або асимптотична стійкість системи (1). Оскільки використати перше наближення для системи (5) явно не маємо формального права, то для такого випадку можна застосувати перетворення нелінійності $\zeta_{1,2}(x)$ у деякій обмеженій області D_x . За умови рівномірності розкладення нелінійності в степеневий ряд можливо перейти до синтезу розривного керування [9].

Оскільки всі координати системи (1) є доступними для вимірювання, поверхня перемикачів S для системи (5) може бути записана у вигляді $S(x) = K_1 x_1 + K_2 x_2 + K_3 x_3 + K_4 x_4$, а K_i – коефіцієнти, які забезпечують бажану динаміку регулювання вихідної напруги. Для знаходження границь існування ковзного режиму використано добре відомий класичний метод еквівалентного керування [9]. Величину еквівалентного керування U_{eq} визначимо, записавши похідну dS/dt на підставі системи (6) та прирівнявши її до нуля. Отже, вибравши $u = \text{sign}(-S(x))$, можемо записати умову $K_1 R_{f1} > \left| K_2 \zeta_1(x) + K_3 \zeta_2(x) + K_4 a_{44} E_2(t) / E_{2m} \right|$ існування ковзного режиму в редукованій системі ДР (5). Коефіцієнти K_i є розв'язками системи трьох лінійних алгебраїчних рівнянь, які утворюються зведенням подібних при змінних x_i у рівнянні $dS/dt = 0$, а четверте рівняння використовується для оцінки правильності вибору величини E_{2m} . Ізоморфність за керуванням дозволяє досить просто повернутися до системи ДР (1) і отримати для неї модуляційну функцію, виконавши зворотню підстановку (2) у вираз для $S(x)$.

Дослідження ефективності застосування розривної модуляційної функції проводилися за допомогою цифрової моделі. Моделювання підтвердило апріорне припущення про те, що для формування граничного аперіодичного процесу в ковзному режимі величина U_{FC} має бути досить великою в порівнянні з напругою мережі, тому фізична реалізація ідеального процесу є неможливою. В реальній системі вимоги щодо аперіодичного характеру процесу, точності відпрацювання завдання та максимальної швидкодії можна послабити, врахувавши відповідні обмеження. В такому випадку характеристики процесу керування та параметри напруги, яку віддаватиме в мережу перетворювач, будуть визначатися співвідношеннями коефіцієнтів, які залежать від параметрів схеми. Вибрати прийнятне згідно з показниками якості струмів (напруг) мережі співвідношення можна за допомогою цифрової моделі. Неприємним з точки зору забезпечення допустимих відхилень амплітуди напруги в системі від бажаної є саме режим із мінімальною дисипацією, тобто холостий хід. Дослідження на моделі показали, що форма напруги на виході джерела залишається близькою до синусоїдальної при зміні режиму навантаження з майже холостого ходу до номінального струму. Аналіз спектрального складу дозволив впевнитися, що постійна складова у вихідній напрузі ПЧ відсутня, а у вихідній напрузі мають місце незначні комбінаційні гармоніки частоти завдання. Номер найбільш впливової гармоніки залежить від співвідношення сумарної індуктивності розсіювання трансформатора до сумарної індуктивності мережі та вихідного фільтра. При реальних параметрах трансформатора це можуть бути гармонічні складові від 11-ї до 19-ї. На відміну від детермінованого процесу формування ШІМ, при розривному керуванні видалення додаткової індуктивності в другій обвитці трансформатора та зменшення величини паразитної індуктивності призводить до поліпшення спектрального складу напруги U_2 та в мережі. Також існує незначний фазовий зсув між вихідною напругою та еталонною, наявність якого призводить до появи незначної небажаної реактивної складової струму в мережі в режимах, близьких до холостого ходу.

Висновки. Доведено можливість формування напруги, яка задовольняє вимогам НКРЕКП [10] за показником „Коефіцієнт гармонійної складової напруги непарного (парного) порядку, %, не більше”, і яку перетворювальна система віддає до неавтономної мережі живлення. Також показано можливість забезпечення практичної відсутності впливу стрибків навантаження на форму вихідної напруги з урахуванням обмежень, характерних для реальних систем, які мають у своєму складі перетворювач частоти з вихідним LC-фільтром та однофазний (нелінійний) вихідний трансформатор з додатковим фільтром при використанні розривного керування.

1. Teodorescu R., Liserre M., Rodriguez P. Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons Ltd, 2011. 407 p.
2. Bourguiba I., Houari A., Belloum H., Kourda F. Control of Single-Phase Grid Connected Photovoltaic Inverter. Proceedings of 2016 4th International Conference on Control Engineering & Information Technology (CEIT-2016) Tunisia. Hammamet, December, 16-18, 2016. Pp. 1-6.
3. Михальський В.М. Засоби підвищення якості електроенергії на вході та виході перетворювачів частоти та напруги з широтно-імпульсною модуляцією. К., Інститут електродинаміки НАН України, 2013. 340 с.
4. Yang Y., Blaabjerg F. Overview of Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Systems. *Electric Power Components and Systems*. 2015. 99(PP). Pp. 1-10. DOI: <https://doi.org/10.1080/15325008.2015.1031296>.
5. Матюк В.Ф., Осипов А.А. Математические модели кривой намагничивания и петель магнитного гистерезиса. Часть I. Анализ моделей. *Неразрушающий контроль и диагностика*. 2011. № 2. С. 1-33.
6. Мисак Т.В. Побудова контуру модуляції вихідної напруги джерела живлення з нелінійним вихідним трансформатором за допомогою математичної моделі пониженого порядку. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН*

України. 2017. № 47. С. 57-67.

7. Воропаева Н.В., Соболев В.А. Геометрическая декомпозиция сингулярно-возмущенных систем. М.:Физматлит, 2009. 256 с.

8. Ёлкин В.И. Редукция нелинейных управляемых систем: дифференциально-геометрический подход. М.: Наука, 1997. 317 с.

9. Utkin V.I., Guldner J., Jingxin Shi. Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems. By Taylor & Francis Group LLC, 2009. 486 p.

10. Якість електричної енергії. НКРЕКП. URL: <http://www.nerc.gov.ua/?id=19529>.

ОСОБЕННОСТИ РАЗРЫВНОГО УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ЧАСТОТЫ В ОДНОФАЗНОЙ НЕАВТОНОМНОЙ ПИТАЮЩЕЙ СЕТИ ПРИ УСЛОВИИ НЕИДЕАЛЬНОСТИ ТРАНСФОРМАТОРА

Мысак Т.В., канд.техн.наук, **Михальский В.М.**, чл.-корр. НАН Украины
Институт электродинамики Национальной академии наук Украины,
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина. E-mail: taras@igbt.com.ua

Объектом исследования является источник синусоидального напряжения, который имеет в своем составе генератор, работающий от солнечных панелей, полупроводниковый преобразователь частоты с выходным LC-фильтром и нелинейный однофазный трансформатор на выходе, подключенный к однофазной питающей сети. Получено описание указанной системы в виде нелинейной сингулярно-возмущенной системы дифференциальных уравнений, для которой проведена редукция. Нелинейность приведена к виду, позволяющему провести синтез разрывного управления. Рассмотрены вопросы устойчивости и особенности, присущие разрывному управлению в данной системе. Приведены результаты моделирования, проведенного с учетом ограничений, которые влияют на техническую возможность реализации полученного закона управления. Библи. 10, рис. 1.

Ключевые слова: преобразователь частоты, трансформатор с насыщением, интегральное многообразие, разрывное управление, сингулярно-возмущенная система, устойчивость.

FEATURES OF DISCONTINUOUS CONTROL OF A FREQUENCY CONVERTER IN A SINGLE-PHASE NON-AUTONOMIC POWER SUPPLY NETWORK UNDER THE CONDITION OF THE TRANSFORMER'S NON-IDEALITY

Mysak T.V., Mykhalskyi V.M.
Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine. E-mail: taras@igbt.com.ua

The object of the study is a sinusoidal voltage source that includes a generator operating from solar panels, a semiconductor frequency converter with an output LC filter and a nonlinear single-phase transformer at the output connected to a single-phase supply network. A description of this system is obtained in the form of a nonlinear singularly perturbed system of differential equations, for which reduction is carried out. Nonlinearity is reduced to a form that allows the synthesis of discontinuous control. The stability problems and features inherent in discontinuous control in this system are considered. The results of modeling, carried out taking into account the limitations that affect the technical feasibility of implementing the obtained control law, are presented. References 10, figure 1.

Keywords: frequency converter, transformer with saturation, integral manifold, discontinuous control, singularly perturbed system, stability.

1. Teodorescu R., Liserre M., Rodriguez P. Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons Ltd, 2011. 407 p.

2. Bourguiba I., Houari A., Belloum H., Kourda F. Control of Single-Phase Grid Connected Photovoltaic Inverter. Proceedings of 2016 4th International Conference on Control Engineering & Information Technology (CEIT-2016). Tunisia, Hammamet- December, 16-18, 2016. Pp. 1-6.

3. Mykhalskyi V.M. Means for improving the quality of electricity at the input and output of frequency and voltage converters with pulse-width modulation. Kyiv, Instytut Elektrodynamiky NAN Ukrainy, 2013. 340 p. (Ukr)

4. Yang Y., Blaabjerg F. Overview of Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Systems. *Electric Power Components and Systems*, 2015. 99(Pp). Pp. 1-10. DOI: 10.1080/15325008.2015.1031296.

5. Matyuk V.F., Osipov A.A. Mathematical models of the magnetization curve and magnetic hysteresis loops. Part I. *Nerazrushaiushchii kontrol i diagnostika*. 2011. No 2. Pp. 1-33. (Rus)

6. Mysak T.V. Construction of output voltage modulation for power supply with non-linear output transformer by the reduced order mathematical model. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2017. No 47. Pp. 57-67. (Ukr)

7. Voropayeva N.V., Sobolev V.A. Geometric decomposition of singularly perturbed systems. Moskva: Fizmatlit, 2009. 256 p. (Rus)

8. Yolkin V.I. Reduction of nonlinear control systems. Differential-geometric approach. Moskva: Nauka, 1997. 317 p. (Rus)

9. Utkin V.I., Guldner J., Jingxin Shi. Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems. Second Edition. By Taylor & Francis Group LLC, 2009. 486 p.

10. Quality of electrical energy. NKREKP. <http://www.nerc.gov.ua/?id=19529>. (Ukr)

Надійшла 05.03.2018
Остаточний варіант 06.03.2018