

Оптимальне лінійне керування вихідною напругою фотовольтаїчного джерела в однофазній неавтономній мережі

Мисак Т. В., к.т.н., ORCID [0000-0002-3140-971X](https://orcid.org/0000-0002-3140-971X)
e-mail taras@igbt.com.ua

Інститут електродинаміки Національної академії наук України
Київ, Україна

Реферат—Об'єктом дослідження є джерело синусоїдної напруги, яке має в своєму складі сонячну батарею, перетворювач частоти з ШІМ та вихідним LC-фільтром і нелінійний однофазний вихідний трансформатор з додатковим фільтром на виході, підключеним до однофазної неавтономної мережі споживача. Отримано математичний опис цього джерела, як афінної нелінійної сингулярно-збуреної системи диференціальних рівнянь та виконано пониження порядку, що дозволило застосувати лінійну стратегію керування. Отримано функцію Ляпунова у вигляді квадратичної форми, коефіцієнти якої є розв'язками матричного алгебраїчного рівняння Ріккати. Виписано умову, за якої використання цих коефіцієнтів гарантує локальну асимптотичну стійкість системи. Наводяться результати моделювання з урахуванням обмежень, які впливають на можливість реалізації отриманої стратегії керування.

Бібл. 11, рис. 2

Ключові слова — фотовольтаїчне джерело живлення; вихідний LC-фільтр; нелінійний однофазний трансформатор; сингулярно-збурена система; оптимальне лінійне керування; функція Ляпунова.

I. ВСТУП

Альтернативне джерело живлення, яке в широких колах називають просто – „сонячна батарея”, насправді є доволі складним об'єктом перетворювальної техніки. В фотовольтаїчній системі живлення, підключеній до мережі живлення споживача, фотовольтаїчне джерело живлення (ФВДЖ) мусить мати гальванічну розв'язку з зовнішньою мережею, а напівпровідниковий перетворювач частоти (ПЧ) – задовольняти стандартним вимогам щодо електромагнітної сумісності з цією мережею [1]. Традиційно ізолюючий (розв'язуючий) трансформатор може бути як високочастотним (ВЧ), що потребує додаткового ВЧ перетворювача та випрямляча [2], так і низькочастотним (НЧ). Застосування НЧ трансформатора, який безпосередньо підключений до мережі споживача, дещо спрощує схемотехніку та зменшує кількість ступенів перетворення енергії [3, 4]. Вихідна потужність сонячних панелей сильно залежить від умов навколишнього середовища, рівня сонячного освітлення та зовнішньої температури, тому для підтримання бажаного рівня напруги на накопичувачі необхідним є застосування перетворювача постійної напруги, який може одночасно виконувати функції контролю заряду та стабілізації цієї напруги. В такому випадку ШІМ-інвертор має виконувати задачу узгодження параметрів вихідної напруги ФВДЖ з мережею споживача з урахуванням вимог до якості електроенергії, яка генерується [2, 5].

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Заступна схема системи, яку представлено на рис. 1, за припущення ідеальності силових ключів ПЧ, складається з однофазного інвертора з ШІМ вихідної напруги, LC-фільтра, однофазного трансформатора з додатковим фільтром на виході, підключеного до неавтономної мережі живлення. На рис. 1 прийняті такі позначення: L_{i0} , L_{ii} ($i=1,2$) – максимальні та миттєві приведені значення індуктивностей; M , M_0 – взаємні індуктивності та її початкове значення; $R_{1,2}$ – активні опори обвиток трансформатора; U_{FC} , U_1 , U_2 – миттєві значення напруг на виході ПЧ та на фільтрових конденсаторах; $E_2(t)$ – е.р.с. мережі; I_1 , I_g – вихідний струм ПЧ та струм мережі навантаження; I_{Cf1} , I_{Cf2} , i_1 , i_2 – струми у конденсаторах та обвитках трансформатора; $L_{f1,f2,f3}$, $C_{f1,f2}$ – індуктивності та ємності фільтрів. Вважатимемо також, що R_n на рис. 1 є резистором підсистеми вимірювання, R_g – активним опором мережі, а напруга U_g використовується суто для підсистеми синхронізації з мережею [2].

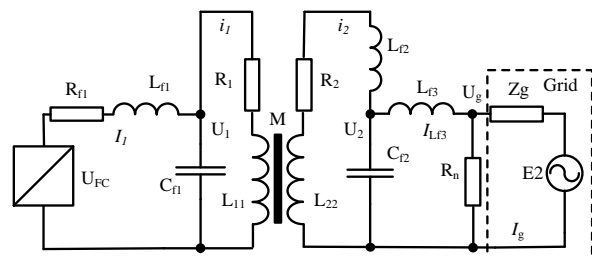


Рис. 1 Заступна схема.



При побудові схем заміщення трансформаторів традиційно нехтують не тільки нелінійностями, які, власне, призводять до спотворення струмів, а й самим струмом намагнічування. Величина і форма струмів обмоток суттєво змінюються при насиченні магнітопровода трансформатора, яке проявляється як нелінійна залежність індукції від напруженості магнітного поля $B(H)$ (крива намагнічування). Для отримання в аналітичному вигляді виразів математичного опису для індуктивностей заступної схеми однофазного трансформатора застосовано спосіб [6], згідно з яким використано апроксимацію виду:

$$B = B_m \arctg(\alpha H) + \rho H;$$

де α , B_m , $\rho > 0$ – сталі, які мають визначатись за реальною кривою намагнічування; B – індукція; H – напруженість магнітного поля.

Виразивши напруженість магнітного поля через струм намагнічування, маємо:

$$L_{ii} = L_{i0} v(i_{mg}), M = M_0 v(i_{mg}), \\ v(i_{mg}) = V_m \left(\rho + B_m \left(1 + \alpha^2 H_{am}^2 i_{mg}^2 \right)^{-1} \right);$$

де $i_{mg} = i_1 + i_2$ – струм намагнічування; V_m , H_{am} – сталі, величини яких обумовлені властивостями матеріалу осердя трансформатора.

Якщо припустити, що $R_n \gg R_g$ та $|I_n| < |i_{mg}|$, $I_n = U_g / R_n$, то така система може бути описана алгебраїчно-диференціальними рівняннями (ДР). Якщо ДР трансформатора представлено відносно незалежних струмів обмоток [6] та $L_{f2} = 0$, отримаємо неавтономну нелінійну сингулярно-збурену систему ДР:

$$L_{f1} \frac{dI_1}{dt} = U_{FC} - U_1 - R_f I_1; \\ \frac{dU_1}{dt} = \frac{1}{C_{f1}} (I_1 - i_1); \quad \frac{dU_2}{dt} = \frac{1}{C_{f2}} (i_2 - I_g); \\ \varepsilon \frac{di_1}{dt} = \frac{1}{v(i_{mg})} \left(-R_1 \frac{L_{20}}{M_0} i_1 + R_2 i_2 + \frac{L_{20}}{M_0} U_1 + U_2 \right); (1) \\ \varepsilon \frac{di_2}{dt} = \frac{1}{v(i_{mg})} \left(R_1 i_1 - R_2 \frac{L_{10}}{M_0} i_2 - \frac{L_{10}}{M_0} U_2 - U_1 \right); \\ (L_{f3} + L_g) \frac{dI_g}{dt} = -R_g I_g + U_2 - E_2(t);$$

де величина $\varepsilon = (L_{110} L_{220} / M_0^2 - 1) M_0$ є достатньо малою у порівнянні з іншими коефіцієнтами.

Отже, для стабільного функціонування ФВДЖ, приєднаного до мережі споживача, необхідно вирішувати задачу формування напруги U_2 , яка має бажані властивості щодо амплітуди відхилень, пульсацій та стійкості до збурень, в неавтономній системі живлення.

III. РОЗВ'ЯЗОК ЗАДАЧІ

Для спрощення алгебраїчних перетворень позначимо коефіцієнти в ДР (1), ввівши нові безрозмірні змінні:

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

Якщо зважити на те, що опори R_1 , R_2 відомі, а максимальну величину амплітуди напруги мережі можна оцінити, масштабуючий параметр U_{dm} виберемо таким, щоб виконувалась рівність $U_{dm} / R_1 = E_{2m} / R_2$. Тоді система ДР (1) матиме вигляд:

$$\dot{x}_1 = a_{11} x_1 + a_{12} x_2 + Bu; \\ \dot{x}_2 = a_{21} x_1 + a_{22} y_1; \dot{x}_3 = a_{31} y_2 + a_{34} x_4; \\ \dot{x}_4 = a_{44} x_4 + a_{43} x_3 + a_{44} E_2(t); \quad (3) \\ \varepsilon \dot{y}_1 = V_m v(y) (a_{51} y_1 + a_{52} y_2 + a_{53} x_2 + a_{54} x_3); \\ \varepsilon \dot{y}_2 = V_m v(y) (a_{61} y_1 + a_{62} y_2 + a_{63} x_2 + a_{64} x_3);$$

де

$$a_{11} = -R_{f1} L_{f1}^{-1}, a_{12} = -R_{f1} L_{f1}^{-1}, a_{21} = R_{f1}^{-1} C_{f1}^{-1}, \\ a_{22} = -R_1^{-1} C_{f1}^{-1}, a_{31} = -C_{f2}^{-1} R_2^{-1}, a_{34} = C_{f2}^{-1} R_2^{-1}, \\ a_{43} = -R_g (L_{f3} + L_g)^{-1} E_{2m}^{-1}, a_{44} = a_{43}, \\ a_{51} = -a_{53} = -R_1 L_{20} M_0^{-1}, a_{52} = a_{54} = R_2, \\ a_{61} = -a_{63} = R_1, a_{62} = -a_{64} = -R_2 L_{10} M_0^{-1}, \\ \alpha_1 = R_1^2 \left(\alpha^2 H_{am}^2 U_{dm}^2 \right)^{-1}, v(y) = v(i_{mg}) \Big|_{y \rightarrow i_{mg}}, \\ \alpha_2 = (B_m + \rho) R_2^2 \left(\alpha^2 H_{am}^2 E_{2m}^2 \right)^{-1}, B = R_{f1} L_{f1}^{-1}.$$

Рівняння (3) описують нелінійну сингулярно-збурену динамічну систему з невідомим керуванням u , синтез якого значно ускладнює наявність малого параметра при похідних. Підхід, заснований на лінеаризації лише підсистеми з малими параметрами, є неможливим, оскільки в такому випадку система (3) повністю втрачає керованість. Хоча за деяких умов для системи (3) може існувати така притягуюча інваріантна поверхня $y = h(x, t, \varepsilon)$, рух по якій буде описуватись укороченою (редукованою) системою рівнянь [7]. Аналіз редукованої системи дозволяє вирішувати питання стійкості, наявності періодичних розв'язків та оцінювати інші особливості власне для системи (3). Без окремого доведення вважатимемо апіорі, що така поверхня для системи (3) існує, тож шукатимемо її в наближеній формі у вигляді ряду [8] по ступенях малого параметра ε .

Поклавши $\varepsilon = 0$ та розв'язавши відносно u два останні рівняння (3), можна отримати нульове наближення інтегрального многовида, яке збігається з отриманим в [7]:

$$\varphi_0 = |y_1, y_2|^T = |x_2, -x_3|^T.$$

За його допомогою перше наближення $\varphi_1(y_1, y_2)$ на підставі (3) можна визначити наступним чином [8]:

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



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

$$f(x, t) = \frac{d}{dt} |x_1, x_2, x_3, x_4|^T, H(x, t)|_{\phi_0} = \left| \frac{\partial g_i}{\partial y_k} \right|_{i,k=1,2},$$

$$g_i(x, y) = V_m v(y) \begin{pmatrix} a_{51}y_1 + a_{52}y_2 + a_{53}x_2 + a_{54}x_3 \\ a_{61}y_1 + a_{62}y_2 + a_{63}x_2 + a_{64}x_3 \end{pmatrix}.$$

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

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

де

$$\begin{aligned} b_{11} &= a_{21}a_{62}, b_{12} = a_{22}a_{62}, b_{13} = -a_{31}a_{52}, \\ b_{14} &= a_{34}a_{52}, b_{21} = -a_{21}a_{61}, b_{22} = -a_{22}a_{61}, \\ b_{23} &= a_{31}a_{51}, b_{24} = -a_{34}a_{51}. \end{aligned}$$

Після чого, підставивши $\varphi(y)$ в (3), маємо формальне право відкинути два рівняння з малим параметром ε при похідних, в результаті чого отримуємо нелінійну афінну систему ДР пониженого порядку:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + Bu \\ \dot{x}_2 = a_{21}x_1 + a_{22}x_2 + a_{22}\zeta_1(x_1, \dots, x_4) \\ \dot{x}_3 = a_{34}x_4 + a_{31}x_3 + a_{31}\zeta_2(x_1, \dots, x_4) \\ \dot{x}_4 = a_{44}x_4 + a_{43}x_3 + a_{44}E_2(t); \end{cases} \quad (4)$$

де

$$\zeta_{1,2}(x) = - \frac{M_0}{V_m R_1 R_2} \frac{\alpha_2 + \rho(x_2 - x_3)^2}{\alpha_1 + (x_2 - x_3)^2} \left[\sum_{i=1}^4 b_{1i} x_i, \sum_{j=1}^4 b_{2j} x_j \right]^T$$

Системи, подібні до ДР (1) та (4), не можуть бути дифеоморфними, проте є локально еквівалентними та ізоморфними по керуванню [9]. Еквівалентність систем (1) та (4) означає, що немає необхідності проводити синтез керування u для повновимірної системи (1). Із стійкості або асимптотичної стійкості деякого рішення системи (4) випливає стійкість або асимптотична стійкість системи (1).

Перепишемо (4) у векторно-матричній формі:

$$\dot{x} = [A]x + v(x)[C]x + [B]u, \quad (5)$$

де $[A]$ – квадратна блочно-діагональна матриця коефіцієнтів a_{ij} , $[C]$ – квадратна матриця, елементами рядків 2 та 3 якої є коефіцієнти b_{kj} нелінійної функції $\zeta_{1,2}(x)$, $[B] = [B, 0, 0, 0]^T$, $x = [x_j]^T$, ($j=1 \dots 4$).

За умови рівномірності розкладення нелінійності $\zeta_{1,2}(x)$ в деякій обмеженій області D_x в ступеневий ряд можливо перейти до синтезу керування за допомогою методів динамічного програмування [10]. Якщо для

ДР (5) існують такі додатньоозначені матриці $[Q]$ (симетрична) та $[R]$, що матриця $[Q] - v(x)[C]^T[P] - [P]v(x)[C]$ є також додатньоозначеною, а добуток $v(x)[C]$ – обмеженим, оптимальне лінійне керування для (5) можна записати у вигляді $u = -[R]^{-1} [B]^T [P]x$, де $[P]$ є розв'язком матричного алгебраїчного рівняння Ріккати [10, 11]:

$$[P][A] + [A]^T [P] - [P]B[R]^{-1} [B]^T [P] + Q = 0.$$

В цьому випадку для (5) можна побудувати функцію Ляпунова $V = x^T [P]x$, від'ємно визначена похідна якої на підставі системи матиме вигляд $dV/dt = -x^T [Q]x - u^T [R]u$ і гарантуватиме локальному асимптотичну стійкість (5). Ізоморфність за керуванням дозволяє повернутись до системи ДР (1) і отримати для неї модуляційну функцію, виконавши зворотню підстановку (2) у вираз для u . Вибір елементів a_{ij} матриці $[Q]$ визначатиме характеристики перехідного процесу, є складним, здійснюється методом експертних оцінок та в значній мірі залежить від досвіду проектувальника реальної системи [11]. Числові значення коефіцієнтів функції u можуть бути знайдені за допомогою відомих пакетів прикладних програм.

Для цифрового моделювання використовувались такі параметри автономної системи живлення:

- напруга U_d сонячної батареї на вході однофазного інвертора стандартна 600 В;
- напруга $E_2=220$ В (RMS) з частотою $f_2=50$ Гц;
- перший фільтр з дроселем індуктивністю $L_f=1,2$ мГн, активним опором $R_f=0,068$ Ом та ємностями $C_{f1}=60,0$ мкФ, $C_{f2}=120$ мкФ;
- однофазний трансформатор (осердя – сталь 3408, $\alpha=0,05704$, $B_m=1,2317$ Тл, $\rho=9,014e-5$) типу ОСВМ 4,0-0,05 з $L_k \approx 65$ мкГн, $R_{1,2} \approx 0,15$ Ом;
- параметри номінального RC-навантаження – $R^* = 14,16$ Ом, $C^* = 0,24$ мкФ,
- параметри мережі $\cos \phi_g = 0,92$, $I_{k.з.} = 390$ А.

На рис. 2 наведено результати, отримані у цифровому експерименті при стабілізації вихідної напруги для випадку діагональної форми $Q = \text{diag}[1024, 64, 8, 64]$. На діаграмі перший відрізок часу відповідає роботі системи при номінальному, а другий – при мінімальному струмі навантаження (відмітка часу 0,06 с, стрибок навантаження $R_{\text{ном}} \rightarrow R_{\text{мін}}$ за 1,9 мкс). Модуляційну функцію реалізовано шляхом ШІМ методом інтегральної оцінки похибки вихідної напруги з мінімізацією кількості комутацій.

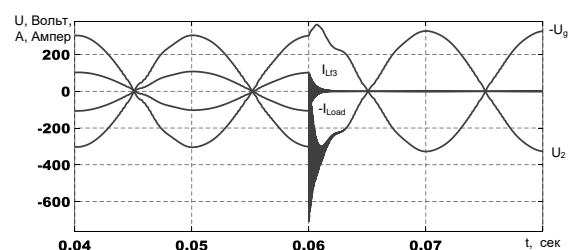


Рис. 2 Діаграми напруг та струмів.

Моделювання показало, що, хоча відхилення напруги U_2 на виході системи при стрибку навантаження і має місце, проте максимальна амплітуда цього відхилення не перевищує +15% (в точці підключення навантаження напруга U_g в цей момент +250%). В режимі мінімальної дисипації відбувається незначне погіршення спектрального складу вихідної напруги. Моделювання показало, що близькі показники з точки зору якості керування вихідною напругою можуть бути забезпечені різними наборами коефіцієнтів в матрицях Q та R .

ВИСНОВКИ

Показано можливість формування вихідної напруги фотовольтаїчного джерела живлення, яке описано нелінійною сингулярно-збуреною системою диференціальних рівнянь в неавтономній мережі, в межах допустимих значень по відхиленню амплітуди. Встановлено, що задачу стабілізації наведеної системи вирішує модуляційна функція, отримана за допомогою методів лінійно-квадратичної оптимізації, застосованих до системи диференціальних рівнянь пониженого порядку, яку отримано шляхом редукції початкової нелінійної сингулярно-збуреної системи. Локальна еквівалентність та ізоморфність за керуванням повної та редукованої систем дозволяють уникнути необхідності вимірювання всіх змінних простору станів, що полегшує практичну реалізацію. Перевірено можливість зниження впливу стрибків навантаження на форму вихідної напруги з урахуванням загальноприйнятих обмежень та припущень, характерних для реальних систем.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

- [1] C. V. Nayar, S. M. Islam, H. Dehbonei, K. Tan, H. Sharma, "Power Electronics for Renewable Energy Sources," *Power Electronics Handbook Devices, Circuits, And Applications. Third Edition*, pp. 723-764, 2011, ISBN 978-0-12-382036-5.
- [2] I. R. Teodorescu, M. Liserre, P. Rodriguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons Ltd, 2011, E-PDF ISBN: 9780470667040.
- [3] Sivasankari Sundaram, K. N. Sheeba, Jakka Sarat Chandra Babu, "Grid Connected Photovoltaic Systems: Challenges

Надійшла до редакції 05 травня 2018 р.

and Control Solutions - A Potential Review," *Int. Journal of Electronics and Electrical Eng.*, vol. 4, no. 6, pp.463-473, DOI: [10.18178/ijeee.4.6](https://doi.org/10.18178/ijeee.4.6).

- [4] Yang Y., Blaabjerg F. "Overview of Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Systems," *Electric Power Components and Systems*, pp. 1-10, 2015, DOI: [10.1080/15325008.2015.1031296](https://doi.org/10.1080/15325008.2015.1031296).
- [5] Mikhal's'kiy V. M., Zasobi pídvis'hchennya yakosti yelectroy-energii na vkhodí ta vikhodí peretvoryuvachiv chastoti ta naprugi z shirotno-ímpul'snoyu modulyatsiýu [Means for improving the quality of electricity at inputs and outputs of frequency and voltage transformers with, Kyiv: Ínstitut elektrodinamiki NAN Ukraíni, 2013. ISBN: 978-966-02-6727-5.
- [6] Matyuk V.F., Osipov A.A. "Matematičeskiye modeli krivoy namagnichivaniya i petel' magnitnogo gisterezisa. Chast' I. Analiz modeley," [Mathematical models of the magnetization curve and magnetic hysteresis loops. Part I Analysis of models.] *Nerazrshayushchiy kontrol' i diagnostika*, no 2, pp.1-33, 2011.
- [7] Mysak T.V. "Pobudova konturu modulyatsiyi vykhidnoyi napruhy dzerela zhyvlennya z nelineynym vykhidnym transformatorom za dopomohoyu matematychnoyi modeli ponyzhenoho poryadku," [Construction of the circuit of modulation of the output voltage of the power source with a nonlinear output transformer using a mathematical model of reduced order] *Pr. In-tu elektrodynamiky NAN Ukrayiny*, no 47, pp.57-67, 2017.
- [8] Voropayeva N.V., Sobolev V.A. *Geometričeskaya dekompozitsiya singulyarno-vozmushchennykh system*, [Geometric decomposition of singularly perturbed systems].- M.:Fizmatlit, 2009, ISBN 978-9221-1166-9.
- [9] Yolkin V.I., *Reduktsiya nelineynykh upravlyayemykh sistem: Differentsial'no-geometričeskii podkhod* [Reduction of nonlinear control systems: Differential-geometric approach] - M. : Nauka, 1997, ISBN 5-02-015220-X.
- [10] Rafikov M., José M. Balthazar, Ângelo M. Tusset. An Optimal Linear Control Design for Nonlinear Systems . J. Braz. Soc. Mech. Sci. & Eng. 2008, vol.30, n.4, pp.279-284. DOI: [10.1590/S1678-58782008000400002](https://doi.org/10.1590/S1678-58782008000400002)
- [11] Kibardin V.V., Kovaleva O.A., Yazev V.N., "Kriterii optimal'nogo upravleniya i LQR-optimizatsiya v elektropivode," [Criteria for optimal control and LQR optimization in the electric drive] *Vestnik KrasGAU*, no 12, pp.61-73, 2015, URL : <https://elibrary.ru/item.asp?id=25054273>

УДК 621.314.58

Оптимальное линейное управление выходным напряжением фотоэлектрического источника в однофазной неавтономной питающей сети



Мысак Т.В., к.т.н., ORCID 0000-0002-3140-971X

e-mail taras@igbt.com.ua

Институт электродинамики Национальной академии наук Украины
Киев, Украина

Реферат—Объектом исследования является источник синусоидального напряжения, состоящий из солнечной батареи, преобразователя частоты с ШИМ и выходным LC-фильтром и однофазным нелинейным выходным трансформатором с дополнительным фильтром на выходе, присоединенным к неавтономной однофазной питающей сети. Получено математическое описание афинной нелинейной сингулярно-возмущенной системы дифференциальных уравнений, для которой проведено понижение порядка, позволившее применить стратегию линейного управления. Получена функция Ляпунова в виде квадратичной формы, коэффициенты которой являются решениями матричного алгебраического уравнения Риккати, что гарантирует локальную асимптотическую устойчивость системы. Приведены результаты моделирования.

Библ. 11, рис. 2

Ключевые слов — фотозлектрический источник питания; выходной LC-фильтр; нелинейный однофазный трансформатор; сингулярно-возмущенная система; оптимальное линейное управление; функции Ляпунова.

UDC 621.314.58

Optimal linear control of the output voltage of a grid-connected single-phase photovoltaic power source

T. V. Mysak, PhD, ORCID [0000-0002-3140-971X](https://orcid.org/0000-0002-3140-971X)

e-mail taras@igbt.com.ua

Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine
Kyiv, Ukraine

Abstract—The object of the study is an autonomous source of sinusoidal voltage, which consists of a bridge frequency converter with PWM, equipped with an output LC filter and a single-phase nonlinear output transformer with an additional output filter, which is connected to the non-autonomous grid. The nonlinearity of the magnetic system of the transformer is approximated by an odd function of the arctg type. The substitution of variables made possible to develop a mathematical description of the circuit in the form of a nonlinear singularly perturbed system of differential equations. It is assumed that there is an attractive invariant surface, which makes it possible to reduce the order of the original system of equations. An analytical form of the equations of this surface in the form of a series in powers of a small parameter is obtained. A system of lower-order differential equations is obtained that is equivalent in some region to the original nonlinear singularly perturbed system. The non-linear reduced system is transformed to a form that has made it possible to apply the linear feedback control strategies. The Lyapunov function is obtained as a quadratic form, the coefficients of which are solutions of the matrix algebraic Riccati equation. A condition is set out in which the use of these coefficients guarantees the local asymptotic stability of this nonlinear system. The results of digital simulation are presented. The simulation was performed taking into account the limitations inherent in the real object of power electronics and affecting the possibility of technical implementation of the obtained control strategy. Local equivalency and isomorphism in the control strategies of full-length and reduced systems avoids the need to measure all variables in the space of states, which facilitates practical implementation. The possibility of reducing the impact of load jumps on the form of the output voltage has been checked, taking into account the constraints specific to real systems, has been verified using digital simulation.

Ref. 11, fig. 2.

Keywords — Photovoltaic power source; output LC-filter; one phase nonlinear transformer; singularly perturbed system; optimal linear control; Lyapunov functions.

