

# Ковзний режим другого порядку в задачі керування вихідною напругою альтернативного джерела в однофазній мережі

Мисак Т. В., к.т.н., ORCID [0000-0002-3140-971X](https://orcid.org/0000-0002-3140-971X)

Інститут електродинаміки Національної академії наук України  
Київ, Україна

**Анотація**—Об'єктом дослідження є кероване джерело синусоїдної напруги, яке має в своєму складі накопичувач, перетворювач частоти з ШІМ, однофазний вихідний трансформатор з LC-фільтром на виході, під'єднане до однофазної неавтономної мережі обмеженої потужності. Проведено синтез закону керування шляхом примусового введення ковзного режиму для мінімізації впливу збурень на вихідну напругу джерела. Отримано умови існування ковзного режиму. При формуванні поверхні ковзання застосовано ковзний режим другого порядку, який дозволив зменшити кількість електричних величин, які потребують прямого вимірювання. Досліджено особливості функціонування джерела з таким типом ковзного режиму в системі з реальними параметрами електричних схем. Наводяться результати моделювання з урахуванням обмежень, які впливають на можливість реалізації отриманої стратегії керування.

Бібл.14, рис.4

**Ключові слова** — альтернативне джерело живлення; вихідний LC-фільтр; однофазний трансформатор; ковзний режим другого порядку; поверхня ковзання.

## I. ВСТУП

Альтернативні джерела живлення (АДЖ), які працюють в неавтономному режимі, тобто підключені до мережі живлення споживача, мусять мати гальванічну розв'язку з зовнішньою мережею, а напівпровідниковий перетворювач частоти (ПЧ) – задовольняти стандартним вимогам щодо електромагнітної сумісності з цією мережею [1]. Достатньо велика кількість публікацій базується на технічних рішеннях, в яких застосовано височастотний (ВЧ) ізолюючий (розв'язуючий) трансформатор, що потребує додаткового ВЧ перетворювача та випрямляча, знижуючи загальний коефіцієнт корисної дії системи живлення. Застосування НЧ трансформатора, який безпосередньо підключено до мережі споживача, дещо спрощує схематехніку та зменшує кількість ступенів перетворення енергії [2, 3]. Миттєва вихідна потужність будь-якого АДЖ залежить від умов навколишнього середовища, 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. Проте точна стабілізація цієї напруги не є обов'язковою. В такому випадку ПЧ виконує задачу узгодження параметрів вихідної напруги АДЖ з мережею споживача з урахуванням вимог до якості електроенергії, яка генерується [1, 4]. Підтримання параметрів вихідної напруги забезпечується використанням зворотних зв'язків, лінійних та нелінійних

регуляторів і систем керування (СК) [5]. Розривність характеристики ключового ПЧ дозволяє використовувати методи теорії систем із змінною структурою, зокрема, примусове введення ковзного режиму, для отримання переваг у порівнянні із СК, які мають гладеньку характеристику. Ковзні режими першого порядку, які вже отримали назву «конвенційні», знайшли широке застосування, окрім іншого, у перетворювальній техніці [6, 7], тоді як ковзні режими другого порядку використовуються в електромеханічних системах [7, 8].

Якщо об'єкт керування описується системою диференціальних рівнянь (СДР) виду:

$$\dot{x} = f(t, x, u), \quad (1)$$

де  $t$  – час,  $x$  – вектор фазових змінних,  $f$  – локально обмежена вектор-функція,  $u$  – вектор керування. Тоді керування можна представити у вигляді [9]:

$$u = R(t, x, \xi); \quad \frac{d\xi}{dt} = \psi(t, x, \xi); \quad (2)$$

де  $R$  – оператор зворотнього зв'язку,  $\psi$  – ліпшицева функція,  $\xi$  – допоміжна „операторна” змінна з початковими значеннями  $\xi_0 = \xi(t_0, x_0)$ . Окрім того задано деяку поверхню  $S(t, x)$  так, що керування (2) має забезпечувати  $S(t, x) = 0$  на підставі СДР (1), а  $S(t, x)$  є гладенькою вектор-функцією з ненульовим градієнтом по  $x$ . В такому випадку (2) задає алгоритм ковзання другого порядку на поверхні  $S(t, x) = 0$ , якщо



в замкненій системі рівнянь (1), (2) існує стійкий ковзний режим на багатовиді  $S$  для будь-яких початкових умов, а фазова траєкторія переходить у ковзний режим на тому ж багатовиді за скінченний час. Алгоритми ковзання, які мають перший порядок, характеризуються кусковою неперервністю оператора зворотного зв'язку та  $\psi=0$  [9]. Вважатимемо, що вектор-функції  $f$  та  $R$  є неперервними, тоді множина ковзання другого порядку може бути описана в просторі  $t, x, \xi$ :

$$\begin{aligned} S(t, x) &= 0; \\ \dot{S}(t, x) &= S'_t(t, x) + S'_x(t, x) f(t, x, R(t, x, \xi)) = 0; \end{aligned} \quad (3)$$

причому поблизу множини ковзання другого порядку величини  $S$  та її похідна є малими, а сам рух у цьому режимі може бути описано на підставі системи (1) за допомогою еквівалентного керування [9].

### II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

АДЖ традиційно мають в своєму складі однофазний інвертор з ШІМ вихідної напруги, додаткові дроселі, однофазний трансформатор з фільтровим конденсатором на виході та підключаються до однофазної неавтономної мережі живлення через невеличкий дросель. На рис.1 наведено частину електричної схеми АДЖ та прийняті такі позначення:  $L_{ii}$  ( $i=1,2$ ) – приведені значення індуктивностей;  $M$  – взаємна індуктивність,  $R_{1,2}$  – активні опори обвиток трансформатора;  $U_{FC}$ ,  $U_1$ ,  $U_2$  – миттєві значення напруг на виході ПЧ, на першій обвитці трансформатора та на фільтровому конденсаторі;  $E_2(t)$  – е.р.с. мережі;  $I_1$ ,  $I_g$  – вихідний струм ПЧ та струм мережі навантаження;  $i_1 = I_1$ ,  $i_2$  – струми в обвитках трансформатора;  $L_{f1, f2, f3}$ ,  $C_{f2}$  – індуктивності та ємність фільтрів;  $Z_g = R_g + j\omega L_g$  – комплексний опір мережі ( $\omega$  – частота,  $R_g$  – активний опір,  $L_g$  – індуктивність мережі). Вважатимемо також, що  $R_n$  на рис. 1 є резистором підсистеми вимірювання,  $R_g$  – активним опором мережі, а напруга точки під'єднання  $U_g$  використовується суто для підсистеми синхронізації з мережею [3].

Рівняння трансформатора зручно представити відносно струмів другої обвитки  $i_2$  та намагнічування  $i_m$  [10]. Якщо припустити, що  $R_n \gg R_g$  та  $|i_m| > U_g / R_n$ , то така система може бути описана алгебраїчно-диференціальними рівняннями у вигляді:

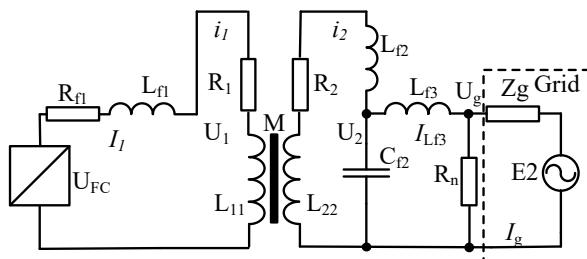


Рис.1 Електрична схема АДЖ

$$\begin{aligned} \varepsilon \frac{di_m}{dt} &= R_{10} \left( 1 - \frac{L_{20}}{M} \right) i_m + \\ &+ \left( R_{10} \frac{L_{20}}{M} + R_{20} - R_{20} \frac{L_{10}}{M} - R_{10} \right) i_2 + \\ &+ \left( 1 - \frac{L_{20}}{M} \right) U_{FC} + \left( 1 - \frac{L_{10}}{M} \right) U_2; \\ \varepsilon \frac{di_2}{dt} &= \left( -R_{20} \frac{L_{10}}{M} + R_{10} \right) i_2 - \\ &- R_{10} i_m + U_{FC} - \frac{L_{10}}{M} U_2; \\ \frac{dU_2}{dt} &= \frac{1}{C_{f2}} (i_2 - I_g); \\ U_{FC} &= U_d u; \\ L_{f3} \frac{dI_{f3}}{dt} &= -R_{f3} I_{f3} + U_2 - U_g; \\ U_g &= v (I_{f3} - I_g); \\ L_g \frac{dI_g}{dt} &= -R_g I_g + U_g - E_2(t); \end{aligned} \quad (4)$$

де  $u$  – невідома функція керування ПЧ,  $v$  – деяка функція, яка описує навантаження і для якої виконується умова Ліпшиця,  $U_d$  – постійна напруга на вході однофазного інвертора,  $\varepsilon = M(L_{10}L_{20}/M^2 - 1)$ ,  $R_{10} = R_1 + R_{f1}$ ,  $R_{20} = R_2 + R_{f2}$ ,  $L_{10} = L_{f1} + L_{11}$ ,  $L_{20} = L_{f2} + L_{22}$ .

Вибір величини індуктивностей фільтрів здійснюється в залежності від бажаної/допустимої величини пульсації струму першої обвитки трансформатора  $\Delta i_{1r}$ . В цьому випадку їх величини можуть бути задані наступним чином [11]:

$$L_{f1} + L_{f2} = (U_d - \sqrt{2} U_{gnom}) T_c / \Delta i_{1r},$$

де  $U_{gnom}$  – номінальне діюче значення величини напруги неавтономної мережі,  $T_c$  – період еквівалентної частоти комутації силових ключів ПЧ.

Оскільки дросель у другій обвитці використовується досить нечасто, вважатимемо  $L_{f2} = 0$ , що дасть змогу отримати неавтономну нелінійну систему ДР, яку вже не можна вважати сингулярно-збуреною з огляду на наявність  $L_{f1} \gg L_{11} + L_{22} - 2M$ .

Для спрощення деяких задач керування вихідною напругою  $U_2$  АДЖ при побудові заступних схем трансформаторів нехтують як нелінійностями, так і струмом намагнічування. На рис.2 прийняті такі позначення:  $L_S = L_{f1} + L_{10} + L_{20} - 2M$ , сумарна індуктивність;  $R_S = R_{10} + R_{20} + R_{f1}$  – сумарний активний опір обвиток трансформатора та котушки фільтра; інші – згідно з рис.1.

Це дозволяє значно спростити задачу побудови керування вихідною напругою  $U_2$  АДЖ, знехтувавши  $R_n$  і записавши рівняння схеми рис.2 у вигляді:



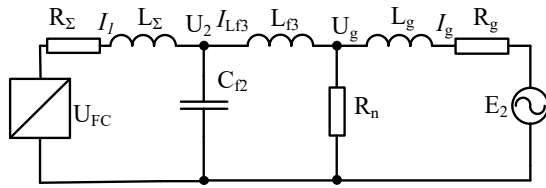


Рис.2 Спрощена заступна схема АДЖ

$$\begin{aligned} \frac{dI_1}{dt} &= a_{11}I_1 + a_{12}U_2 + a_{13}u; \\ \frac{dU_2}{dt} &= (I_1 - I_g) / C_{f2}; \\ \frac{dI_g}{dt} &= a_{31}I_g + a_{32}U_2 + a_{33}E_2(t); \end{aligned} \quad (5)$$

де  $a_{11} = -R_\Sigma / L_\Sigma$ ,  $a_{13} = U_d / L_\Sigma$ ,  $a_{12} = -1 / L_\Sigma$ ,  $R_{30} = R_{f3} + R_g$ ,  $L_{30} = L_{f3} + L_g$ ,  $a_{31} = -R_{30} / L_{30}$ ,  $a_{32} = 1 / L_{30}$ ,  $a_{33} = -a_{32}$ .

Також загальноприйнятим є припущення, що частота мережі якщо й змінюється, то настільки повільно, що у порівнянні з іншими величинами можна вважати, що  $d\omega/dt \approx 0$ . Останнє рівняння (5) описує адитивне збурення, причому компонента  $I_g$  повинна допускати обмежені вищі похідні.

Отже, для стабільного функціонування АДЖ, 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. Кількість вимірюваних в системі електричних величин має бути мінімальною, проте достатньою для забезпечення стійкості керування та підтримання вихідних величин в допустимих діапазонах. Тому в реальній системі ми, скоріш за все, не матимемо змоги виміряти значення  $I_g$  струму в навантаженні та  $E_2(t)$ . Додатковою складністю побудови керування є те, що в реальній системі не можна довільно вибирати амплітуду розривного керування (вихідної напруги  $U_{FC}$  ПЧ)  $U_d$ , яка забезпечить існування ковзного режиму.

### III. Розв'язок задачі

За наявності наведених вище припущень можна провести синтез керування вихідною напругою за допомогою примусового введення ковзного режиму по деякій поверхні  $S=0$ , яка визначає характер бажаного руху системи (5). Перейдемо до похибки керування вихідною напругою  $U_2$  АДЖ  $\delta = U_{2ref} - U_2$  ( $U_{2ref}$  – завдання напруги). В системі з одноланковим  $LC$ -фільтром не вдається забезпечити бажаний характер руху зображувальної точки за рахунок ковзних режимів, використовуючи тільки відхилення вихідної координати від завдання. Тому вираз для поверхні ковзання, де бажану динаміку задає стала  $\tau$ , в просторі похибок можна записати у такому вигляді [12]:

$$S(U, \tau) = U_{2ref} + \tau \dot{U}_{2ref} - U_2 - \tau \dot{U}_2. \quad (6)$$

Для знаходження границь існування ковзного режиму використаємо добре відомий класичний метод еквівалентного керування [6]. Величину

еквівалентного керування  $u_{eq}$  визначимо, записавши похідну  $dS/dt$  на підставі системи (5) та прирівнявши її до нуля:

$$\frac{dS}{dt} = A_1 I_1 + A_2 U_2 + A_3 I_g + F(t) + Bu = 0, \quad (7)$$

де  $B = \tau a_{13} U_d / C_{f2}$ ,  $A_1 = -(1 + \tau a_{11}) / C_{f2}$ ,  $A_2 = -\tau (a_{12} + a_{32}) / C_{f2}$ ,  $A_3 = \tau a_{31} / C_{f2}$ ,  $F(t) = d(U_{2ref} + \tau \dot{U}_{2ref}) / dt + \tau a_{33} E_2(t) / C_{f2}$ , що дозволить записати:

$$u_{eq} = B^{-1} (A_1 I_1 + A_2 U_2 + A_3 I_g + F(t))$$

Отже, вибравши  $U_{FC} = U_d \text{sign}(-S)$  та поклавши

$$\dot{U}_{ref}(t) = -a_{33} / C_{f2} E_2(t), U_{ref}(t) = U_{2ref} + \tau \dot{U}_{2ref}$$

можемо записати умову існування ковзного режиму:

$$\left| B^{-1} (A_1 I_1 + A_2 U_2 + A_3 I_g + F(t)) \right| < 1. \quad (8)$$

Зменшення кількості давачів електричних величин тягне за собою зменшення вартості технічного рішення. Тому, щоб не виконувати вимірювання струмів для формування поверхні ковзання (6) в реальному часі, знову звернемося до ковзних режимів.

Доповнимо систему ДР (5) ще одним рівнянням  $dy/dt = u_2$  та введемо, окрім похибки вихідної напруги  $\delta$ , додаткову похибку  $\sigma = y - U_2$ . Після чого отримаємо таку СДР у векторно-матричному вигляді:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} y \\ I_1 \\ \delta \\ I_g \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{11} & a_{12} & 0 \\ 0 & a_{21} & 0 & a_{24} \\ 0 & 0 & a_{32} & a_{31} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y \\ I_1 \\ \delta \\ I_g \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{U}_{ref} \\ a_{32} U_{tr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_2 \\ a_{13} u_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (9)$$

де  $a_{21} = -a_{24} = 1 / C_{f2}$ ,  $U_{tr} = U_{2ref} - E_2$ ,  $u_1 = u$ .

Одночасне використання ковзних режимів, які відповідають поверхням ковзання, залежним від похибок  $\sigma$  та  $\delta$ , дозволяє ввести ієрархію ковзних режимів [13]. Перший ковзний режим реального часу за компонентою  $u_1$  вектора керування з (9), швидкість якого обмежена властивостями напівпровідникових силових ключів інвертора та неідеальністю топології силової частини, природно матиме меншу частоту перемикачів ключового елемента, ніж другий. Другий ковзний режим, який примусово вводиться лише для додаткової змінної  $y$  за допомогою компоненти  $u_2$  вектора керування з (9), виконується суто програмно, тому його швидкість обумовлена лише швидкодією DSP-процесора системи керування та програмно заданими величинами. Виходячи з наведеного вище, оператор зворотного зв'язку  $R$  можна конструювати двокомпонентним, тоді керування  $u_2$  можна представити у вигляді [14]:



$$u_2 = z_1 + z_2;$$

$$\dot{z}_1 = \begin{cases} -u_2 \text{ if } |u_2| > K_2, \\ -\alpha \text{sign}(\sigma) \text{ if } |u_2| \leq K_2, \end{cases} \quad (10)$$

$$z_2 = \begin{cases} -\lambda |\sigma_0|^p \text{sign}(\sigma) \text{ if } |\sigma| > \sigma_0, \\ -\lambda |\sigma|^p \text{sign}(\sigma) \text{ if } |\sigma| \leq \sigma_0, \end{cases}$$

де  $K_2, \alpha, \lambda > 0, \rho = [0 \dots 1], \sigma_0 > 0$  – константи., а  $z_1$  відіграє роль саме “операторної змінної” з (2).

Обмеженість  $U_g$  та  $U_d$  дозволяє стверджувати, що завжди можна вибрати величину  $U_m$  так, щоб виконувалась нерівність  $\sup |U_2(t)| < U_m$ .

Поклавши  $\rho=1, K_2 > U_m$  (або вибравши  $K_2=1$ , та  $u_2 = U_m(z_1+z_2)$ ) та підібравши достатньо великі  $\alpha$  та  $\lambda/\alpha$ , можна стверджувати, що спершу в системі (9) виникне стійкий ковзний режим другого порядку [9]. В цьому режимі похибка  $\sigma$  та її похідна  $d\sigma/dt$  прямують до нуля для будь-якої фазової траєкторії системи з експоненційною оцінкою згори і не швидше, ніж експоненційно. Оскільки після виникнення цього режиму  $d\sigma/dt = dy/dt - dU_2/dt = 0$ , то є справедливою рівність  $dU_2/dt = dy/dt$ . Ввівши позначення  $z = dU_2/dt = u_2$ , вираз для поверхні ковзання (6) можна переписати таким чином:

$$S(U, \tau) = U_{ref}(t) - U_2 - \tau z, \quad (11)$$

що дає можливість використання поверхні ковзання (11) замість (6) та дозволяє уникнути застосування „зайвих” давачів струму.

Для перевірки можливості використання такої заміни побудовано цифрову модель системи рис.1 без спрощень та припущень, застосованих у заступній схемі рис.2, на основі якої було отримано вираз (11). В ході цифрового моделювання використовувались такі параметри неавтономної системи живлення:

- напруга  $U_d$  сонячної батареї на вході однофазного інвертора стандартна 450В;
- напруга  $E_2 = 220$  В (RMS) з частотою  $f_2 = 50$  Гц;
- фільтр з індуктивностями  $L_{f1}=2,3$  мГн,  $L_{f3}=47,5$  мкГн, активними опорами  $R_{f1}=0,068$  Ом,  $R_{f3}=0,015$  Ом та ємністю  $C_{f2}=64$  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,  $R_{l,2} \approx 0,15$  Ом;
- параметри номінального RC-навантаження –  $R=14,28$  Ом,  $C=0,33$  мкФ,
- параметри мережі  $\cos\phi_g=0,92, I_{к.з.}=390$  А.

На рис. 3 наведено результати, отримані при цифровому експерименті по стабілізації вихідної напруги для ковзного режиму з вимірюванням струму в конденсаторі  $C_{f2}$  [12] (КР1), а на рис.4 – з примусовим введенням ковзного режиму другого порядку (КР2). Параметри налаштування обох систем

ідентичні ( $\tau=1.6 * C_{f2}, K_2=1, U_m=2 * \sup(E_2(t)), \rho=1, \alpha=8e+04, \lambda=8\alpha$ ) ширина петлі гістерезису регулятора реального ковзного режиму – 10В. На обох діаграмах перший відрізок часу відповідає роботі системи при номінальному навантаженні та  $U_{2ref}$ , другий (відмітка часу 0,02 с) – стрибку  $U_{2ref}$ , третій (відмітка часу 0,04 с) – мінімальному струму навантаження (стрибок навантаження  $R_{nom} \rightarrow R_{min}$  за 8 мкс) та переходу до автономної роботи, а четвертий (відмітка часу 0,06 с) – зменшенню  $U_{2ref}$ . На діаграмах також розміщено для наочності збільшені фрагменти кривих напруг та похибки керування поблизу точки старту перехідного процесу.

Моделювання показало, що розрізнити вихідну напругу  $U_2$  системи в КР1 та КР2 у квазістационарному режимі майже неможливо. Середня частота комутації в системі з КР2 виявляється дещо меншою (до 10% для різних наборів параметрів моделі) у порівнянні з КР1. Відхилення напруги  $U_2$  на виході реальної системи (на відміну від ідеальної) при стрибках навантаження та завдання (див. збільшені фрагменти кривих) виходить за ширину петлі гістерезису регулятора, проте максимальна амплітуда цього відхилення не перевищує +10% (в точці під'єднання напруга  $U_g$  в цей момент +250%). В режимі мінімальної дисипації відбувається незначне погіршення спектрального складу вихідної напруги, яким можна знехтувати. Моделювання показало, що система з примусовим введенням КР2 забезпечує близькі показники з точки зору якості керування вихідною напругою у порівнянні з традиційним, тому може бути їх ефективною заміною.

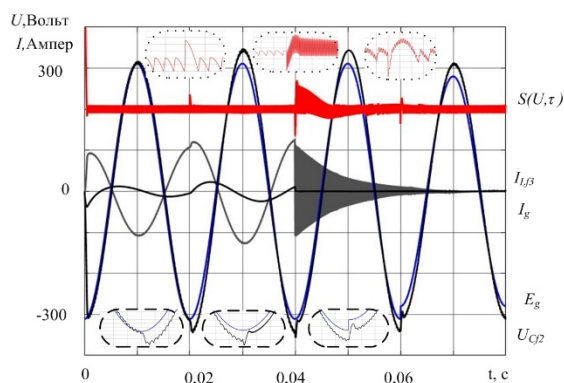


Рис.3 Діаграми напруг та струмів КР1

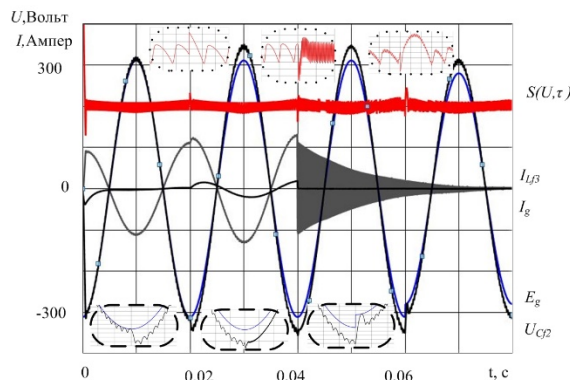


Рис.4 Діаграми напруг та струмів КР2

## ВИСНОВКИ

Показано можливість формування вихідної напруги альтернативного джерела живлення в неавтономній мережі з використанням стратегії керування, яка використовує ковзний режим другого порядку. Встановлено, що примусове введення ковзного режиму другого порядку дозволяє відмовитись від прямого вимірювання струмів в системі, що полегшує практичну реалізацію, зменшуючи кількість давачів струму. Порівняльний аналіз процесів в системах з традиційним (першого порядку) та запропонованим методами керування, проведений за допомогою цифрової моделі, показав, що амплітуди відхилень вихідної напруги під час перехідних режимів практично не відрізняються.

## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

- [1] Ewald F. Fuchs, Mohammad A.S. Masoum. Power Conversion of Renewable Energy Systems. Springer Science+Business Media, LLC 2011, 707p. DOI: [10.1007/978-1-4419-7979-7](https://doi.org/10.1007/978-1-4419-7979-7)
- [2] Smart (Solid-State) Transformers Concepts. Challenges. Applications. J. W. Kolar et al. Swiss Federal Inst. of Technology (ETH) Zurich, 2016. [Available online] [https://www.pes-publications.ee.ethz.ch/uploads/tx\\_ethpublications/2016\\_PCIM\\_SST\\_Keynote\\_PCIM\\_2016\\_as\\_published\\_JWK\\_130516.pdf](https://www.pes-publications.ee.ethz.ch/uploads/tx_ethpublications/2016_PCIM_SST_Keynote_PCIM_2016_as_published_JWK_130516.pdf)
- [3] 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).
- [4] Mikhal's'kiy V. M., Zasobi pidvishchennya yakosti elektroyenergii na vkhodі ta vikhodі peretvoryuvachiv chastoti ta naprugi z shirotno-impul'snoyu modulyatsiєyu [Means for improving the quality of electricity at inputs and outputs of frequency and voltage transformers with, Kyiv: Institut elektrodinamiki NAN Ukraїni, 2013. ISBN: 978-966-02-6727-5.
- [5] Power Electronic Converters. PWM Strategies and Current Control Techniques. Edited by Eric Monmasson. ISTE Ltd and John Wiley & Sons, Inc. 2011.- 608p. ISBN: 978-1-84821-195-7
- [6] V. Utkin, J. Guldner, J. Shi. Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems. Second Edition. Taylor & Francis Group, LLC. (2009). DOI: [10.1201/9781420065619](https://doi.org/10.1201/9781420065619).
- [7] Leonid Fridman, Jaime Moreno, Rafael Iriarte (Eds.) Sliding Modes after the First Decade of the 21st Century. State of the Art 2011 Springer-Verlag Berlin Heidelberg. 598p. ISBN: 978-3-642-22163-7 DOI: [10.1007/978-3-642-22164-4](https://doi.org/10.1007/978-3-642-22164-4)
- [8] Ahmad Taher Azar, Quanmin Zhu. (Eds) Advances and Applications in Sliding Mode Control systems. Springer Int. Publ. Switzerland, 2015.-592p. ISBN: 978-3-319-11173-5 DOI: [10.1007/978-3-319-11173-5](https://doi.org/10.1007/978-3-319-11173-5)
- [9] S. V. Emel'yanov, S. K. Korovin, L. V. Levantovskii, Novyy klass algoritmov skol'zheniya vtorogo poryadka [A family of new regulators based on second order sliding mode], *Matem. Mod.*, Vol.2, No.3 ,1990, pp.89–100. URL: <http://mi.mathnet.ru/eng/mmm2344>
- [10] A. D. Theocharis. J. Miliaris-Argitis. Th. Zacharias. Single-phase transformer model including magnetic hysteresis and eddy currents. *Electrical Engineering Vol.90. Issue 3*, pp.:229–241. (2008) DOI: [10.1007/s00202-007-0071-5](https://doi.org/10.1007/s00202-007-0071-5)
- [11] B. K. Perera, S. R. Pulikanti, P. Ciufo & S. Perera, "Simulation model of a grid-connected single-phase photovoltaic system in PSCAD/ EMTDC," in POWERCON: IEEE Int. Conf. on Power Syst. Tech, 2012, pp. 1-6. DOI: [10.1109/PowerCon.2012.6401435](https://doi.org/10.1109/PowerCon.2012.6401435)
- [12] Mysak T.V. Formuvannya synusoidal'noyi vykhidnoyi napruhy dzherela zhyvlennya z vykhidnym transformatorom u kovznomu rezhymi [ Formation of a sinusoidal output voltage of the source of power supply with the output transformer in a sliding mode].- Pratsi Instytutu Elektrodynamiki NAN Ukraїny, 2016. – № 43. – pp. 91-96.
- [13] S. V. Drakunov, D. B. Izosimov, A. G. Luk'yanov, V. A. Utkin, V. I. Utkin, "The block control principle. I.", *Avtomat. i Telemekh.*, 1990, no. 5, 38–47; *Autom. Remote Control*, 51:5 (1990), 601–608 URL: <http://mi.mathnet.ru/eng/at5365>
- [14] Levant A. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control. *Int. Journal of Control*, Volume 58, 1993 - Issue 6, pp.1247-1263 DOI: [10.1080/00207179308923053](https://doi.org/10.1080/00207179308923053)

Надійшла до редакції 11 березня 2019 р.

УДК 621.314.58

## Скользящий режим второго порядка в задаче управления выходным напряжением альтернативного источника в однофазной сети

Мысак Т. В., к.т.н., ORCID [0000-0002-3140-971X](https://orcid.org/0000-0002-3140-971X)

Институт электродинамики Национальной академии наук Украины  
Киев, Украина

**Аннотация**—Объектом исследования является источник синусоидального напряжения, состоящий из накопителя энергии, преобразователя частоты с ШИМ, однофазный выходной трансформатор с дополнительным LC-фильтром на выходе, присоединенным к неавтономной однофазной питающей сети ограниченной мощности.



Copyright (c) 2019 Мисак Т. В.

Проведен синтез закона управления путем принудительного введения скользящего режима для минимизации влияния возмущений на выходное напряжение источника. При формировании поверхности скольжения использован скользящий режим второго порядка, который позволил уменьшить количество электрических величин, подлежащих непосредственному измерению. Исследованы особенности функционирования источника с данным типом скользящего режима в системе с реальными параметрами электрической схемы. Приведены результаты моделирования, проведенного с учетом ограничений, которые влияют на возможность реализации выбранной стратегии управления.

Библ. 14, рис. 4.

*Ключевые слова* — альтернативный источник питания; выходной LC-фильтр; однофазный трансформатор; скользящий режим второго порядка; поверхность скольжения.

UDC 621.314.58

## Second Order Sliding Mode Control of the Output Voltage of an Alternative Power Source in a Single-Phase Grid

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

Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine

Kyiv, Ukraine

*Abstract*—The object of the study is an alternative power source of sinusoidal voltage, consisting of a PWM bridge frequency converter, a single-phase linear output transformer with an additional output LC-filter, which is connected to a non-autonomous grid. An additional inductance is inserted into the primary winding of the transformer to reduce current ripples. The mathematical model of this system, which is described by ordinary differential equations, is constructed. Usual assumptions are used that the system of equations is linear, and the current of the magnetization of the transformer can be neglected. Therefore, a transition to a simplified circuit for replacing a single-phase transformer is possible. The synthesis of the control law by means of the forced introduction of the traditional sliding mode for minimizing the influence of perturbations on the source output voltage is carried out. Conditions of the existence of a sliding mode with the use of the known method of equivalent control are obtained. In the formation of a sliding surface, a sliding mode of the second order was used, which made it possible to reduce the number of quantities of electric variables that require direct measurement. The proposed strategy allows achieving more robustness, acceptable steady state error, exponential convergence, and good matching of the output voltage of the source for the autonomous consumer network. This strategy eliminates the need to use an accurate current sensor, which reduces the cost of the frequency converter and facilitates practical implementation. The features of the functioning of an alternative energy source with this type of sliding mode in a system with real parameters of electric circuits are investigated. The comparisons are presented as simulations among conventional sliding mode (first order) control and second order sliding mode in a sliding surface at different test conditions, such as stationary state, grid voltage perturbations and output load disturbances.

The results of digital simulation are presented. Simulation was performed taking into account the constraints inherent in the real object of power electronics and influencing the possibility of technical implementation of the developed control strategy. In the mode of minimum dissipation there is a very slight deterioration of the spectral composition of the voltage, which can be neglected. The possibility of reducing the effect of load changes on the form of the output voltage has been considered, taking into account the constraints specific to real systems, and has been verified using digital simulation.

Ref. 14, fig. 4

*Keywords* — alternative power source; output LC-filter; one-phase transformer; second order sliding mode; sliding surface.

