

## ЕЛЕКТРИЧНІ ТА НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

УДК 621.314.58

### ФОРМУВАННЯ СИНУСОЇДАЛЬНОЇ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ З ВИХІДНИМ ТРАНСФОРМАТОРОМ У КОВЗНОМУ РЕЖИМІ

**Т.В. Мисак**, канд. техн. наук  
 Інститут електродинаміки НАН України,  
 пр. Перемоги, 56, Київ-57, Україна, 03680  
 e-mail: taras@igbt.com.ua

Об'єктом дослідження є джерело синусоїдальної напруги, яке має в своєму складі перетворювач частоти з вихідним LC-фільтром та однофазний вихідний трансформатор. Проведено синтез закону керування шляхом примусового введення ковзного режиму для мінімізації впливу збурень у навантаженні на вихідну напругу джерела. Враховано обмеження, характерні для неідеальних випадків, які впливають на технічну можливість реалізації отриманого закону керування. Наведено результати моделювання. Бібл. 5, рис. 5.

**Ключові слова:** перетворювач частоти, вихідний LC-фільтр, однофазний трансформатор, ковзний режим, форма вихідної напруги.

**Вступ.** Деякі стаціонарні та рухомі об'єкти потребують специфічних джерел живлення встановленого на них обладнання, які забезпечують частоти і амплітуди вихідної напруги, котра відрізняється від промислової або бортової мережі. Окрім стабільної та надійної роботи такі джерела мають забезпечувати мінімальні відхилення амплітуд вихідної напруги та частоти як у квазістаціонарних, так і в перехідних режимах за наявності гальванічної розв'язки між входом та виходом. Зазвичай ці джерела повинні також забезпечувати невелике значення коефіцієнта спотворень вихідної напруги у всьому діапазоні струмів навантаження, тому обов'язково мають у своєму складі одно-, або частіше, багатоланкові фільтри [2]. Скалярні методи в рамках детермінованих систем, які широко застосовуються для керування перетворювачами частоти (ПЧ) в таких рішеннях, не забезпечують незмінної якості в процесі підтримання вихідної частоти та напруги за наявності різноманітних постійно діючих збурень та завад. Використання розривності характеристики напівпровідникових силових ключів дає можливість застосування при синтезі керування ПЧ методів теорії систем зі змінною структурою та отримання переваг, характерних для систем такого класу.

**Постановка задачі.** Функціонально-блочну схему спеціального джерела живлення, яка традиційно складається з ПЧ, LC-фільтра, вихідного трансформатора та навантаження, представлено на рис. 1.

За умови ідеальності ключів ПЧ та мережі живлення для розв'язання задачі побудови керування системою, електричну схему якої наведено на рис. 2, можна описати алгебраїчно-диференціальними рівняннями:

$$I_1 = I_{Cf1} + i_1;$$

$$I_n = -i_2 - I_{Cf2};$$

$$L_f \frac{dI_1}{dt} = U_{FC} - U_1 - R_f I_1;$$

$$\frac{dU_1}{dt} = \frac{1}{C_{f1}} (I_1 - i_1);$$

$$\frac{dU_2}{dt} = \frac{1}{C_{f2}} (-i_2 - I_n);$$

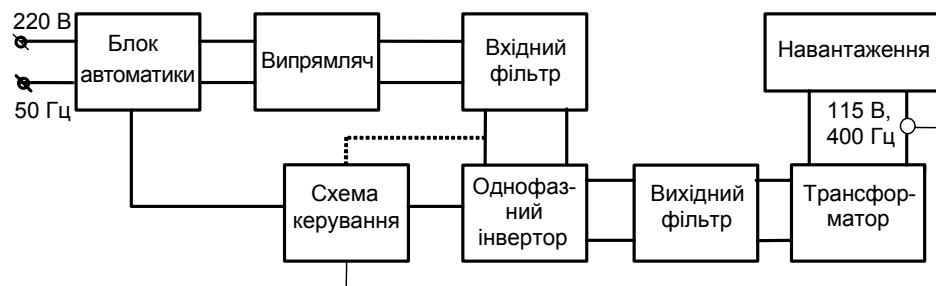


Рис. 1

$$U_1 = R_1 i_1 + \frac{d\Psi_1}{dt}; \quad U_2 = -R_2 i_2 - \frac{d\Psi_2}{dt}; \quad I_n = X(U_2, I_n, t), \quad (1)$$

де  $U_1, U_2$  – миттєві значення напруги на фільтрових конденсаторах;  $\Psi_1, \Psi_2$  – миттєві значення потокозчеплень обмоток трансформатора;  $U_{FC}$  – миттєве значення напруги на виході ПЧ;  $I_1, I_n$  – вихідний струм ПЧ та навантаження;  $R, L, C$  – активні опори, індуктивності та ємності відповідно до електричної схеми заміщення (рис. 2).

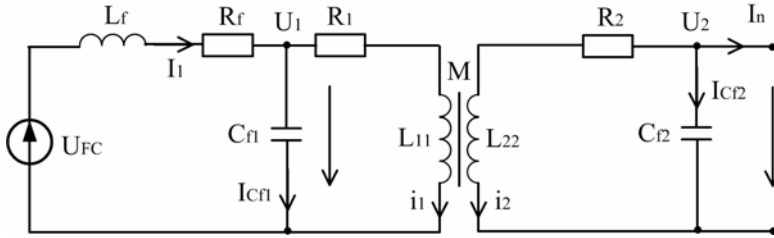


Рис. 2

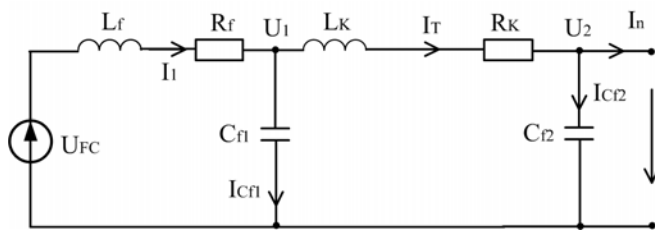


Рис. 3

У трансформаторах з ферромагнітним магнітопроводом магнітна проникність матеріалу осердя не є постійною. Тому протягом всього циклу перемагнічування не є константами також власні індуктивності  $L$  та взаємні індуктивність  $M$  обмоток трансформатора.

В результаті такої девіації магнітної проникності може виникати спотворення струму намагнічування. Для деяких задач керування вихідною напругою джерел живлення можна виключити режими, при яких магнітопроводи можуть входити у стан насичення. Зазвичай при побудові схем заміщення трансформаторів нехтують

не тільки нелінійностями, а й самим струмом намагнічування [1]. Тоді трансформатор вважається еквівалентним опором  $Z_k = R_k + j\omega L_k$  і можна використати спрощену схему заміщення трансформатора (рис. 3), в якій величини  $R_k, L_k$  відповідають комплексному опором трансформатора, що можна отримати з експерименту короткого замикання.

Припустимо, що навантаження може бути представлено диференціальними рівняннями (ДР) відносно  $X$ , причому існує таке диффеоморфне перетворення координат, що останнє рівняння системи (1) може бути приведене до так званої регулярної форми, і ці рівняння за допомогою такого перетворення можна звести до такого вигляду:

$$\frac{dX_1}{dt} = f_1(X_1, I_n, t); \quad \frac{dI_n}{dt} = f_2(X_1, I_n, t) + U_2. \quad (2)$$

Отже, рівняння трансформатора з (1) завдяки урахуванню наведених вище припущень спрощується, і саму систему (1) відповідно до рис. 3 можна описати такими рівняннями:

$$\begin{aligned} L_f \frac{dI_1}{dt} &= U_{FC} - U_1 - R_f I_1; & \frac{dU_1}{dt} &= \frac{1}{C_{f1}} (I_1 - I_T); \\ L_k \frac{dI_T}{dt} &= U_1 - U_2 - R_k I_T; & \frac{dU_2}{dt} &= \frac{1}{C_{f2}} (I_T - I_n); & \frac{dI_n}{dt} &= f_2(X_1, I_n, t) + U_2. \end{aligned} \quad (3)$$

Два останні рівняння описують адитивне збурення, причому компонента  $I_n$  має допускати обмежені вищі похідні. При наявності такого припущення можна провести синтез керування вихідною напругою за допомогою примусового введення ковзного режиму по деякій поверхні  $S=0$ .

**Розв'язання задачі.** У системі (3) не вдається забезпечити бажаний характер руху зображуючої точки за рахунок ковзних режимів, використовуючи тільки відхилення вихідної координати від еталонного сигналу [4]. Необхідно використовувати таку змінну, яка, з одного боку, покликана нейтралізувати дію збурень, з іншого, в ній має бути закладена інформація про величину таких збурень.

Для LC-фільтрів другого порядку такою координатою є струм в ємності фільтра [3, 5], який доступний для вимірювання. Тому проведемо заміну змінних у системі ДР (3), поклавши  $\eta = 1/C_{f2} \cdot (I_T - I_n)$ ,  $\nu = 1/C_{f1} \cdot (I_1 - I_T)$  та з урахуванням заміни змінних запишемо систему рівнянь у регулярному вигляді:

$$\begin{aligned}\frac{dv}{dt} &= a_1\eta + a_2v + a_3U_1 + a_4U_2 + a_5U_{FC} + b_1I_n; \\ \frac{d\eta}{dt} &= a_6\eta + a_2v + a_8U_2 + a_9I_n + a_{10}\frac{dI_n}{dt};\end{aligned}\quad (4)$$

$$\frac{dU_1}{dt} = v; \quad \frac{dU_2}{dt} = \eta; \quad \frac{dI_n}{dt} = f_2(X_1, I_n, t) + U_2; \quad \frac{dX_1}{dt} = f_1(X_1, I_n, t),$$

$$\text{де } a_1 = \frac{C_{f2}}{C_{f1}} \left( \frac{R_k}{L_k} - \frac{R_f}{L_f} \right); a_2 = -\frac{R_f}{L_f}; a_3 = -\frac{I}{C_{f1}L_f} - \frac{I}{C_{f2}L_k}; a_4 = \frac{I}{C_{f2}L_k}; a_5 = \frac{I}{C_{f1}L_f}; a_6 = -\frac{R_k}{L_k};$$

$$a_7 = \frac{I}{C_{f2}L_k}; a_8 = -\frac{I}{C_{f2}L_k}; a_9 = -\frac{R_k}{C_{f2}L_k}; a_{10} = -\frac{I}{C_{f2}L_k}; b_1 = \frac{R_k}{C_{f1}L_k} - \frac{R_f}{C_{f1}L_f}.$$

Поверхня  $S(x)=0$  визначає характер бажаного руху системи (4), координати якої є вимірюваними. Тому в системі «мережа – ПЧ – LC-фільтр – трансформатор – навантаження» можна провести синтез формування вихідної напруги примусовим введенням ковзного режиму з бажаними параметрами [4], вибираючи поверхні перемикачів у вигляді лінійної комбінації змінних стану  $S=S(U, I, \tau)$ , де  $\tau$  – сталі часу бажаної динаміки контура регулювання вихідної напруги, а змінні стану  $U, I$  є доступними для вимірювання.

Для розв'язання більшості технічних задач немає жорсткої необхідності в отриманні в явному вигляді рівнянь руху системи у ковзному режимі, оскільки властивості системи задаються заздалегідь та на основі саме цих бажаних властивостей проводиться подальший синтез керування. Достатнім майже в усіх випадках є отримання умов існування та стійкості ковзного режиму.

Оскільки всі координати, окрім збурення, є доступними для вимірювання, поверхня перемикачів  $S$ , синтезована для системи (3) з бажаною динамікою, перепишеться у вигляді

$$S(U, I, \tau) = \tau_0 U_{out} + \tau_1 I_T + \tau_2 U_1 + \tau_3 I_1, \quad (5)$$

де  $\tau_{1,2,3,0}$  – сталі часу, які забезпечують бажану динаміку регулювання вихідної напруги.

З огляду на те, що метою є формування  $U_{out} = U_2$ , перейдемо до простору похибок керування, для чого введемо точність модуляції:  $\delta = U_{ref} - U_2$ .

Вираз для поверхні ковзання (5) у просторі похибок запишеться у вигляді

$$S(U, I, \tau) = \sum_{i=1}^4 \tau_{i-1} \frac{d^{i-1}}{dt^{i-1}} \delta. \quad (6)$$

Для того щоб одержати умови існування ковзного режиму, запишемо (6) в силу системи (4):

$$S(U, I, \tau) = U_{ref}(t) + a_{11}\eta + a_{12}U_1 + a_{13}U_2 + a_{14}v + I(I_n, a, \tau), \quad (7)$$

де  $U_{ref} = U_{mref} \sin \omega_{ref} t$  – сигнал еталонної вихідної напруги (завдання),

$$U_{ref}(t) = \sum_{i=1}^4 \tau_{i-1} \frac{d^{i-1}}{dt^{i-1}} U_{ref} = U_{mref} \sum_{i=1}^4 \tau_{i-1} \omega_{ref}^{i-1} \sin \left( \omega_{ref} t + (i-1) \frac{\pi}{2} \right); \quad (8)$$

$$a_{11} = -\tau_1 - \tau_2 a_6 - \tau_3 (a_6^2 + a_8); a_{12} = -\tau_2 a_7 - \tau_3 a_6 a_7; a_{13} = I - \tau_2 a_8 - \tau_3 a_6 a_8; a_{14} = -\tau_3 a_7;$$

$$I(I_n, a, \tau) = b_2 I_n + b_3 \frac{dI_n}{dt} + b_4 \frac{d^2 I_n}{dt^2}; b_2 = -\tau_2 a_9 - \tau_3 a_6 a_9; b_3 = -\tau_2 a_{10} - \tau_3 (a_9 + a_6 a_{10}); b_4 = -\tau_3 a_{10}.$$

Для знаходження границь існування ковзного режиму використаємо добре відомий класичний метод еквівалентного керування [4]. Величину еквівалентного керування  $U_{eq}$  визначимо записавши похідну  $dS/dt$  в силу системи (4) та прирівнявши її до нуля:

$$\frac{dS(U, I, \tau)}{dt} = \dot{U}_{ref}(t) + a_{21}\eta + a_{22}U_1 + a_{23}U_2 + a_{24}v + I_1(I_n, b, \tau) + BU_{FC} = 0, \quad (9)$$

$$\text{де } B = a_5 a_{14}, \quad U_{eq} = BU_{FC}; \quad a_{21} = a_6 a_{11} + a_{13} + a_1 a_{14}; \quad a_{22} = a_7 a_{11} + a_3 a_{14}; \quad a_{23} = a_8 a_{11} + a_4 a_{14};$$

$$a_{24} = a_{12} + a_2 a_{14}; \quad I_1(I_n, b, \tau) = b_5 I_n + b_6 \frac{dI_n}{dt} + b_3 \frac{d^2 I_n}{dt^2} + b_4 \frac{d^3 I_n}{dt^3}; \quad b_5 = a_9 a_{11} + b_1 a_{14}; \quad b_6 = a_{10} a_{11} + b_2.$$

Отже, вибравши  $U_{FC} = U_m \text{sign}(-S)$ , ( $U_m$  – амплітуда вихідної напруги ПЧ), можемо записати умову існування ковзного режиму:

$$|BU_m| > |\dot{U}_{ref}(t) + a_{21}\eta + a_{22}U_1 + a_{23}U_2 + a_{24}v + I_1(I_n, b, \tau)|. \quad (10)$$

Однією з дуже суттєвих вимог до спеціалізованих джерел живлення є мінімальна амплітуда сплесків або провалів напруги при перехідних процесах накидання та скидання навантаження, тому бажано, щоб перехідні процеси носили аперіодичний, а не коливальний характер, забезпечуючи при цьому максимально можливу швидкодію. Тому вибір параметрів  $\tau_{1,2,3}$  в (6) мусить забезпечувати граничний аперіодичний процес для будь-яких початкових умов. Це означає, що корені характеристичного рівняння

$$\tau_3 \lambda^3 + \tau_2 \lambda^2 + \tau_1 \lambda + 1 = 0 \quad (11)$$

мають бути дійсними від'ємними, причому такої величини, щоб, з одного боку, забезпечувати максимальну швидкодію, а з іншого, задовольняти умові (10). Для пошуку констант  $\tau_{1,2,3}$  можна формально призначити корені кубічного рівняння, виходячи з бажаного затухання експоненціальних функцій та прирівняти коефіцієнти при відповідних степенях  $\lambda$ .

За ідеального ковзного режиму (при прямуванні до нуля сигналу похибки) частота комутації ключових елементів ПЧ вважається нескінченною. Для аналізу реального ковзного режиму з скінченною частотою комутацій та ненульовою величиною сигналу похибки використовується ідеальне реле з гістерезисною характеристикою. Величина гістерезису жорстко задає миттєве значення відхилення зображуючої точки від лінії ковзання. Для побудови цифрової моделі застосовано принцип функціонально-модульної декомпозиції, а систему розбито на неперервну та дискретну складові.

На рис. 4, 5 наведено результати цифрового моделювання для таких параметрів системи:

- однофазна мережа живлення напругою  $U_\phi = 220\text{В}$  та частотою 50 Гц;
- модуль вектора завдання вихідної напруги  $U_{2ref} = 162\text{В}$  з частотою  $f_2 = 400\text{Гц}$ ;
- вихідний фільтр з дроселем індуктивністю  $L_f = 0,225\text{мГн}$ , активним опором  $R_f = 0,098\text{Ом}$  та ємністю  $C_{f1} = 64\text{мкФ}$ ;
- однофазний трансформатор з  $L_k = 67,5\text{мкГн}$ ,  $R_k = 0,1\text{Ом}$ ;
- ємність на виході трансформатора  $C_{f2} = 90\text{мкФ}$ ;
- параметри номінального  $RL$ -навантаження, які вираховані виходячи з заданих величин  $I_2 = 18\text{А}$ ,  $\cos\phi = 0,866$  та вихідної частоти  $f_2$ , дорівнюють  $R = 7,75\text{Ом}$ ,  $L = 1,5\text{мГн}$ .

Додатковою складністю побудови керування є те, що в реальній системі не можна довільно вибирати амплітуду розривного керування ( $BU_m$ ), яка забезпечить існування ковзного режиму згідно з умовами (10) та примусово призначеними коренями рівняння (11). Для формування граничного аперіодичного процесу величина  $U_m$  має бути досить великою в порівнянні з напругою мережі. Тому в реальній системі вимоги щодо аперіодичного характеру процесу, точності відпрацювання завдання та максимальної швидкодії можна послабити, ввівши відповідні обмеження. В такому випадку характер керування буде визначатися співвідношеннями коефіцієнтів, а похибка відпрацювання вихідної напруги матиме в своєму спектрі

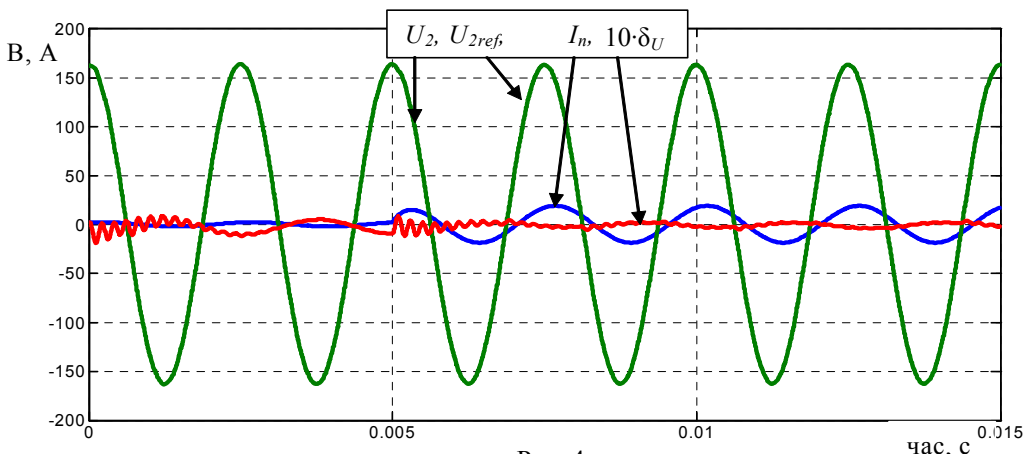


Рис. 4

складові з частотами, нижчими від частоти комутації. Єдиного рішення задача пошуку коефіцієнтів в аналітичному вигляді, на жаль, не має, тому врахуємо лише точність модуляції та її похідну в (7) і за-

пишемо  $S = U_{ref}(t) - (\tau_2 + \tau_4)\dot{U}_{ref}(t) - \tau_2\eta - \tau_3U_1 - \tau_1U_2 - \tau_4V$ , де  $\tau_1 = 4\sqrt{C_{f2}L_k/R_k}$ ;  
 $\tau_2 = 8\sqrt{C_{f2}L_k/R_k}$ ;  $\tau_3 = 1 + R_k + \tau_1$ ;  $\tau_4 = \pi/3\sqrt{C_{f1}L_f/R_f}$ .

На рис. 4 наведено графіки завдання вихідної напруги  $U_{2ref}$ , миттєвого значення похибки керування  $\delta_U$  у десятикратному масштабі ( $10 \cdot \delta_U$ ), який використано для більшої наочності результатів, та напруги на навантаженні  $U_2$ . На діаграмі перший відрізок часу відповідає роботі системи при мінімальному струмі навантаження. В момент часу 0005 с відбувається стрибок навантаження до номінального  $I_2 = 18$  А. Рис. 4 дає змогу зробити висновок про те, що форма напруги на виході джерела залишається синусоїдальною при зміні режиму з майже холостого ходу до номінального струму. Відношення миттєвого значення відхилення вихідної напруги від еталонної не перевищує 1 % та відповідає показникам класу точності та нелінійності датчиків струму та напруги.

На рис. 5 наведено спектральний склад похибки  $\delta_U$  вихідної напруги. Аналіз спектрального складу дає змогу впевнитись, що постійна складова у вихідній напрузі відсутня, мають місце незначні комбінаційні гармоніки

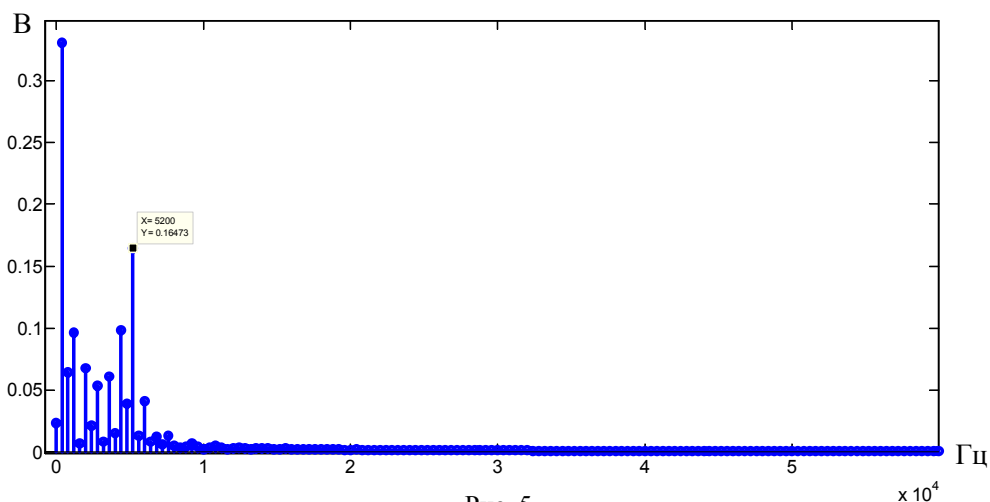


Рис. 5

вихідної частоти, найбільший вплив з яких має 13-та гармонічна складова ( $f_{13}$ ,  $\delta_{13}$ ), а величина  $\delta_1$  характеризує фазовий зсув між вихідною напругою та еталонною.

**Висновки.** Доведено можливість реалізації достатньо точного формування вихідної напруги спеціального джерела живлення шляхом примусового введення ковзного режиму. Також показано можливість забезпечення практичної відсутності впливу стрибків навантаження на форму вихідної напруги з урахуванням обмежень, характерних для реальних систем.

1. Вольдек А.И. Электрические машины / Изд. 3, перераб. и доп. – Л.: Энергия, 1978. – 832 с.
2. Михальський В.М. Засоби підвищення якості електроенергії на вході та виході перетворювачів частоти та напруги з широтно-імпульсною модуляцією. – Київ, Ін-т електродинаміки НАН України, 2013. – 340 с.
3. Скурятин Ю.В., Денисевич Н.А. Автономный инвертор напряжения электромагнитно совместимый с нагрузкой // Сб. науч. трудов ДонГТУ. – 2011. – Вып. 35. – С. 293–301.
4. Уткин В.И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления. – М.: Наука, 1981.
5. Hatoula M., Fnaiech F., Al-Haddad K., Kanaan H.Y. Matrix Converter Control: A Sliding Mode Approach // The 30<sup>th</sup> Ann. Conf. of the IEEE Ind. El. Soc. – Vol.2. – P.2295–2300., Nov. 2-6, 2004 Busan, Korea.

УДК 621.314.58

**Т.В. Мысак**, канд. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,  
 пр. Победы, 56, Киев-57, Украина, 03680

**Формирование синусоидального выходного напряжения источника питания с выходным трансформатором в скользящем режиме**

Объектом исследования является источник синусоидального напряжения с выходным LC-фильтром и однофазным выходным трансформатором. Проведен синтез закона управления путем принудительного введения скользящего режима для минимизации влияния возмущений в нагрузке на выходное напряжение источника. Учтены ограничения, характерные для неидеальных случаев, которые влияют на техническую возможность реализации полученного закона управления. Приведены результаты моделирования. Библи. 5, рис. 5.

**Ключевые слова:** преобразователь частоты, выходной LC-фильтр, однофазный трансформатор, скользящий режим, форма выходного напряжения.

**T.V. Mysak**

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,  
Peremohy, 56, Kyiv-57, Ukraine, 03680

**The formation of the sinusoidal output voltage of the power supply unit with an output transformer in the sliding mode**  
*The object of study is the sinusoidal voltage source that is composed of a frequency converter with an output LC-filter and single-phase output transformer. Synthesis of control law by forcing a sliding mode to minimize the impact of disturbances in the load on the output voltage of the source has been performed. Limitations of non-ideal cases that affect the technical feasibility of the obtained control law have been taken into account. The simulation results are presented.*

References 5, figures 5.

**Key words:** frequency converter, output LC-filter, one phase transformer, sliding mode, output voltage form.

Надійшла 11.01.2016

Received 11.01.2016

УДК 621.314

## ДОСЛІДЖЕННЯ РОБОТИ АКТИВНОГО КОРЕКТОРА ФОРМИ СТРУМУ ПРИ МАЛІЙ ПОТУЖНОСТІ НАВАНТАЖЕННЯ

**В.М. Спірін**, докт. техн. наук, **В.М. Губаревич**, канд. техн. наук, **В.Г. Гребенюк**, пров. інж.,  
**С.В. Салко**, інж., **Ю.В. Маруня**, інж.

Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03680, Україна  
e-mail: uweshka@mail.ru

*На основі теорії планування експериментів визначено залежності коефіцієнта спотворень гармонік струму споживання однофазного мостового випрямляча з ємнісним фільтром за наявності активного коректора форми струму при малій потужності навантаження в функції від напруги мережі, ємності фільтра і опору навантаження. Бібл. 5, рис. 7, табл. 4.*

**Ключові слова:** потужність, навантаження, ємність фільтра, активний коректор форми струму, теорія планування експериментів.

Значна кількість навантажень, таких як напівпровідникові перетворювачі з проміжною ланкою постійного струму, комп'ютери тощо, живляться від випрямляча з ємнісним фільтром. Імпульсне споживання струму таких навантажень, масовість їх використання призводять до суттєвого зниження показників якості електроенергії, що споживається від мережі живлення і може мати великі значення неактивних складових вхідної потужності, тобто реактивної потужності і потужності спотворень. Для покращення електромагнітної сумісності мережі живлення і споживачів її енергії останнім часом використовують активні коректори форми струму (АКФС). Суть роботи АКФС полягає в тому, що для компенсації неактивних складових вхідної потужності коректор формує допоміжний струм  $i_k(t)$ , який при складанні зі струмом навантаження  $i_n(t)$  забезпечує отримання мережевого струму  $i_M(t)$  синусоїдальної форми. Тому в ідеальному випадку маємо  $i_M(t) = i_n(t) - i_k(t) = I_m \sin \omega t$ .

У випадку практичного застосування нелінійних навантажень можуть виникати режими роботи, коли споживачі працюють на повну потужність тільки протягом невеликого проміжку часу, а в основному вони працюють на значно меншій потужності, що пов'язано з умовами виконання технологічного циклу або специфіки використання навантаження. Дослідження подібних режимів роботи не проводились. У зв'язку з цим були вивчені всі процеси, що виникають у таких ситуаціях, і визначено значення одного з основних показників якості споживання електроенергії – коефіцієнт гармонік струму THDi на реальному макеті «АКФТ – випрямляч – ємність фільтра (Сф) – навантаження (Rn)». Експериментальні дослідження АКФТ дали змогу також оцінити внесену прийнятими