

ФОРМУВАННЯ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ ТРИФАЗНОГО ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ У КОВЗНОМУ РЕЖИМІ

Мисак Т.В., канд.техн.наук

Інститут електродинаміки Національної академії наук України,

пр. Перемоги, 56, Київ-57, Україна, 03680.

E-mail: taras@igbt.com.ua

Об'єктом дослідження є джерело трифазної синусоїдальної напруги, яке містить перетворювач частоти з вихідним LC-фільтром та трифазний вихідний трансформатор. Проведено синтез закону керування шляхом припусового введення ковзного режиму для мінімізації впливу збурень у навантаженні на вихідну напругу джерела для ідеального випадку. Отримано умови існування ковзного режиму. Досліджено обмеження, які впливають на технічну можливість реалізації синтезованого закону керування, характерні для неідеальних випадків. З урахуванням цих обмежень отримано скоригований вираз, що описує поверхню ковзання. Досліджено спектральний склад вихідної напруги. Наведено результати моделювання. Бібл. 4, рис. 1.

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

Вступ. Деякі стаціонарні та рухомі об'єкти потребують у процесі роботи таких частоти і амплітуди вихідної напруги, які відрізняються від промислової або бортової мережі. Також мусять бути наявна гальванічна розв'язка між входом і виходом та забезпечені мінімальні відхилення амплітуд вихідної напруги та частоти як в усталених, так і в перехідних режимах. Зокрема повинен забезпечуватися невеликий коефіцієнт спотворень вихідної напруги у всьому діапазоні струмів навантаження, тому використовуються одно- або частіше -багатоанкові фільтри [1]. Скалярні методи керування не забезпечують незмінної якості вихідної напруги за наявності збурень. Використання розривності характеристики силових ключів дає можливість застосування методів теорії систем зі змінною структурою та отримання переваг, характерних для систем такого класу.

Постановка задачі. Спеціальні джерела живлення (СДЖ), які можуть забезпечити наведені вище вимоги, традиційно складаються з перетворювача частоти (ПЧ), LC-фільтра (параметри якого далі позначено як R_f, L_f, C_{f1}), вихідного трансформатора та додаткового конденсатора C_{f2} на виході. Для деяких задач керування вихідною напругою U_2 СДЖ при побудові схем заміщення трансформаторів нехтують як нелінійностями, так і струмом намагнічування. Тоді трансформатор вважається еквівалентним опором $Z_k = R_k + j\omega L_k$ і можна використати спрощену заступну схему трансформатора [2], де величини R_k, L_k відповідають комплексному опору трансформатора. Однією з дуже суттєвих вимог до СДЖ 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. Додатковою складністю побудови керування є те, що в реальній системі не можна довільно вибирати амплітуду розривного керування (вихідної напруги U_{FC} ПЧ) U_m , яка забезпечить існування ковзного режиму. Тому в реальній системі вимоги щодо аперіодичного характеру процесу, точності відпрацювання завдання \underline{U}_{ref} та максимальної швидкодії дозволяється послабити, ввівши відповідні обмеження.

Мета роботи полягає у побудові алгоритму керування, який мінімізує вплив стрибків навантаження на форму вихідної напруги спеціального джерела живлення.

Рішення задачі. У системі з одноланковим LC-фільтром не вдається забезпечити бажаний характер руху зображуючої точки за рахунок ковзних режимів, використовуючи тільки відхилення вихідної координати від еталонного сигналу [3, 4]. Тому провівши заміну змінних в рівняннях, які описують систему, та поклавши $\eta_{\alpha,\beta} = 1/C_{f2} * (I_T - I_n)$, $v_{\alpha,\beta} = 1/C_{f1} * (I_1 - I_T)$, запишемо рівняння в системі координат α - β у регулярному вигляді

$$\begin{aligned} \frac{dv}{dt} &= a_1\eta + a_2v + a_3U_1 + a_5U_2 + a_4U_{FC} + b_1I_n; & \frac{dI_n}{dt} &= f_2(X_1, I_n, t) + U_2; \\ \frac{dU_2}{dt} &= \eta; & \frac{dU_1}{dt} &= v; & \frac{dX_1}{dt} &= f_1(X_1, I_n, t), & \frac{d\eta}{dt} &= a_6\eta + a_7v + a_8U_2 + a_9I_n + a_{10} \frac{dI_n}{dt}; \end{aligned} \quad (1)$$

де I_T, I_1, I_n – струми в еквівалентному опорі Z_k , в індуктивності фільтра L_f та у навантаженні відповідно,

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{C_{f2}}{C_{f1}} \left(\frac{R_k}{L_k} - \frac{R_f}{L_f} \right), & a_2 &= -\frac{R_f}{L_f}, & a_3 &= -\frac{R_k}{L_k}, & a_4 &= \frac{1}{C_{f1}L_f}, & a_5 &= \frac{1}{C_{f2}L_k}, & a_6 &= -a_4 - a_5, \\ a_7 &= -a_8 = a_5, & a_9 &= -R_k a_5, & a_{10} &= -a_5, & b_1 &= -a_9 - R_f a_4. \end{aligned}$$

Оскільки всі струми та напруги, окрім збурення, є доступними для вимірювання, поверхня перемикань $S_{\alpha,\beta}$ вибирається у вигляді лінійної комбінації цих величин у вигляді

$$\begin{vmatrix} S(U_\alpha, I_\alpha, \tau) \\ S(U_\beta, I_\beta, \tau) \end{vmatrix} = \tau_0 \begin{vmatrix} U_{2\alpha} \\ U_{2\beta} \end{vmatrix} + \tau_1 \begin{vmatrix} I_{T\alpha} \\ I_{T\beta} \end{vmatrix} + \tau_2 \begin{vmatrix} U_{1\alpha} \\ U_{1\beta} \end{vmatrix} + \tau_3 \begin{vmatrix} I_{1\alpha} \\ I_{1\beta} \end{vmatrix}, \quad (2)$$

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

Для формування двокомпонентного вектора $U_{2\alpha,\beta} = U_{ref}$ перейдемо до простору похибок керування, для чого введемо точність модуляції $\delta_{\alpha,\beta} = U_{ref} - U_2$, $U_{ref} = [U_{mref} \cos \omega_{ref} t, U_{mref} \sin \omega_{ref} t]^T$.

Для знаходження границь існування ковзного режиму використано добре відомий класичний метод еквівалентного керування [3]. Величину еквівалентного керування визначимо, записавши похідну dS/dt у силу системи (1) та прирівнявши її до нуля

$$\frac{dS(U, I, \tau)}{dt} = \dot{U}_{ref}(t) + a_{21}\eta + a_{22}U_1 + a_{23}U_2 + a_{24}v + I_1(I_n, b, \tau) + BU_{FC} = 0, \quad (3)$$

де $B = a_5 a_{14}$, $U_{eq} = BU_{FC}$, $\dot{U}_{ref} = [-\omega U_{mref} \sin \omega_{ref} t, \omega U_{mref} \cos \omega_{ref} t]^T$, $a_{11} = -\tau_1 - \tau_2 a_6 - \tau_3 (a_6^2 + a_8)$,

$$a_{12} = -\tau_2 a_7 - \tau_3 a_6 a_7, \quad a_{13} = 1 - \tau_2 a_8 - \tau_3 a_6 a_8, \quad a_{14} = -\tau_3 a_7, \quad I_1(I_n, a, \tau) = b_2 I_n + b_3 \frac{dI_n}{dt} + b_4 \frac{d^2 I_n}{dt^2},$$

$$b_2 = -\tau_2 a_9 - \tau_3 a_6 a_9, \quad b_3 = -\tau_2 a_{10} - \tau_3 (a_9 + a_6 a_{10}), \quad b_4 = -\tau_3 a_{10}, \quad a_{21} = a_6 a_{11} + a_{13} + a_1 a_{14},$$

$$a_{22} = a_7 a_{11} + a_3 a_{14}, \quad a_{23} = a_8 a_{11} + a_4 a_{14}, \quad a_{24} = a_{12} + a_2 a_{14},$$

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

Отже, вибравши $U_{FC\alpha,\beta} = U_m \text{sign}(-S_{\alpha,\beta})$, можемо записати умови існування ковзного режиму

$$|BU_m| > \left| \dot{U}_{ref}(t) + a_{21}\eta + a_{22}U_1 + a_{23}U_2 + a_{24}v + I_1(I_n, b, \tau) \right|, \quad (4)$$

досягаючи при цьому максимально можливої швидкодії. Вибір параметрів $\tau_{1,2,3}$ у (2) мусить забезпечувати граничний аперіодичний процес для будь-яких початкових умов, тобто корені характеристичного рівняння

$$\tau_3 \lambda^3 + \tau_2 \lambda^2 + \tau_1 \lambda + 1 = 0 \quad (5)$$

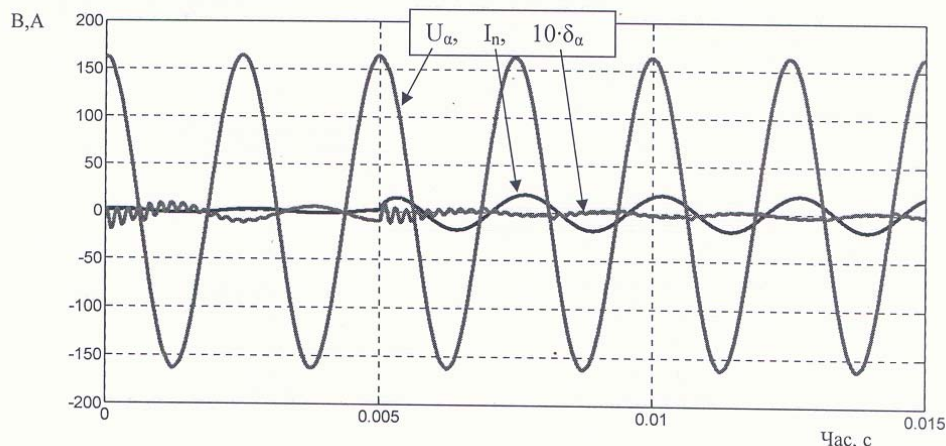
мають бути дійсними від'ємними, причому такої величини, щоб, з одного боку, забезпечувати максимальну швидкодню, а з іншого – задовільняти умові (4). Для пошуку констант $\tau_{1,2,3}$ можна формально призначити корені кубічного рівняння, виходячи з бажаного затухання експоненційних функцій та прирівняти коефіцієнти при відповідних степенях λ . Для формування граничного аперіодичного процесу величина U_m має бути досить великою в порівнянні з напругою мережі, тому фізична реалізація такого ідеального процесу є неможливою. Компромісним варіантом є врахування лише точності модуляції та її похідної, що дає можливість записати

$$S_{\alpha,\beta} = U_{ref}(t) - (\tau_2 + \tau_4) \dot{U}_{ref}(t) - \tau_2 \eta - \tau_3 U_1 - \tau_1 U_2 - \tau_4 v, \quad (6)$$

де $\tau_1 = 4\sqrt{C_f L_k} / R_k$, $\tau_2 = 8\sqrt{C_f L_k} / R_k$, $\tau_3 = 1 + R_k + \tau_1$, $\tau_4 = \pi/3\sqrt{C_f L_f} / R_f$.

У такому випадку є можливість забезпечити умови існування ковзного режиму виконанням нерівності (4), переписаної для поверхні ковзання (6), а характер керування буде визначатися співвідношеннями коефіцієнтів, які залежать від параметрів схеми. Похибка відпрацювання вихідної напруги матиме у своєму спектрі складові з частотами, нижчими від частоти комутації.

Моделювання для конкретних параметрів електричної схеми показало, що відношення миттєвого значення відхилення вихідної напруги від еталонної в кожній із фаз (на рисунку наведено результати для фази A) не перевищує 1% та відповідає показникам класу точності та нелінійності давачів струму та напруги.



Вигляд кривих на рисунку дозволяє зробити висновок про те, що форма напруги на виході джерела залишається синусоїдальною при зміні режиму з майже холостого ходу до номінального струму. Аналіз спектрального складу дозволив впевнитися, що постійна складова у вихідній напрузі відсутня, мають місце незначні комбінаційні гармоніки вихідної частоти, найбільший вплив з яких має 13-та гармонічна складова та існує незначний фазовий зсув між вихідною напругою та еталонною.

Висновки. Доведено можливість реалізації достатньо точного формування вихідної напруги спеціального джерела, яке має у своєму складі перетворювач частоти з вихідним LC-фільтром та трифазний вихідний трансформатор, 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. Михальський В.М. Засоби підвищення якості електроенергії на вході та виході перетворювачів частоти та напруги з широтно-імпульсною модуляцією. – Київ: Інститут електродинаміки НАН України, 2013. – 340 с.
2. Вольдек А.И. Электрические машины. – Л.: Энергия, 1978. – 832 с.
3. Utkin V.I., Guldner J., Jingxin Shi. Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems. – Taylor & Francis Group, LLC, 2009. – 486 p.
4. Hamouda M., Fnaiech F., Al-Haddad K., Kanaan H.Y. Matrix Converter Control: A Sliding Mode Approach // The 30th Ann. Conf. of the IEEE Ind. El. Soc., Busan, Korea. – 2004. – Vol. 2. – Pp. 2295–2300.

ФОРМИРОВАНИЕ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ТРЕХФАЗНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ В СКОЛЬЗЯЩЕМ РЕЖИМЕ

Мысак Т.В., канд.техн.наук

**Институт электродинамики Национальной академии наук Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина, E-mail: taras@igbt.com.ua**

Объектом исследования является источник синусоидального напряжения с выходным LC-фильтром и трехфазным 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. Библ. 4, рис. 1.

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

THE FORMATION OF THE OUTPUT VOLTAGE OF THE THREE-PHASE POWER SUPPLY UNIT IN THE SLIDING MODE

Mysak T.V.

**Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine. E-mail: taras@igbt.com.ua**

The object of study is the three-phase sinusoidal voltage source, which is composed of a frequency converter with an output LC-filter and a three-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 for the ideal case has been made. The conditions of sliding mode existence have been obtained. The restrictions that affect the technical feasibility of the synthesized control law, which are characteristic of non-ideal cases have been investigated. Taking into account these restrictions, corrected expression that describes the sliding surface has been obtained. The spectral distribution of the output voltage has been studied. The simulation results are presented. References 4, figure 1.

Keywords: frequency converter, output LC-filter, three-phase transformer, sliding mode, output voltage form.

1. Mykhalskyi V.M. Means improve power quality input and output voltage and frequency converters with pulse-width modulation. – Kyiv: Instytut Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy, 2013. – 340 с. (Ukr.)
2. Voldek A.I. Electrical Machines. – Leningrad: Energiia, 1978. – 832 p. (Rus.)
3. Utkin V.I., Guldner J., Jingxin Shi. Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems. – Taylor & Francis Group, LLC, 2009. – 486 p.
4. Hamouda M., Fnaiech F., Al-Haddad K., Kanaan H.Y. Matrix Converter Control: A Sliding Mode Approach // The 30th Ann. Conf. of the IEEE Ind. El. Soc., Busan, Korea. – 2004. – Vol. 2. – Pp. 2295–2300.

Надійшла 30.01.2016
Остаточний варіант 29.03.2016