

Ryszard PORADA*

ZASTOSOWANIE METOD CZĘSTOTLIWOŚCIOWYCH W SYNTEZIE KOREKTORÓW DLA ZAMKNIĘTYCH UKŁADÓW ENERGOELEKTRONICZNYCH

Tradycyjnie, postacie regulatorów wywodzą się z typu dynamicznej operacji wykonywanej na uchybie sterowania, bądź też sposobu, w jaki dany sterownik oddziałuje na fazową charakterystykę otwartego układu sterowania. W odniesieniu do układów energoelektronicznych, dobór regulatorów (korektorów) następuje z dużymi trudnościami ze względu na silną nieliniowość tych układów oraz ich dyskretną pracę. W referacie przedstawiono ogólną charakterystykę metod częstotliwościowych w syntezie układów zamkniętych. Omówiono wynikające z nich algorytmy i opisano możliwości ich zastosowania do sterowania niezależnym energoelektronicznym źródłem napięcia. Przedstawiono wybrane wyniki badań symulacyjnych, dla różnych typów sygnałów zadanych.

SŁOWA KLUCZOWE: energoelektronika, falowniki, sterowanie

1. WPROWADZENIE

Sterowanie autonomicznymi układami energoelektronicznymi pracującymi jako układy zamknięte następuje z dużymi trudnościami ze względu na wykorzystywanie metod modulacji dyskretnych (np. MSI [6]). Ponieważ zadaniem układów energoelektronicznych jest przekształcanie energii elektrycznej pobieranej z dostępnych technicznie źródeł energii o określonym napięciu/prądzie i częstotliwości, na napięcie/prąd i częstotliwość wymagane przez odbiornik energii elektrycznej, a także sterowanie przepływem tej energii, zadanie doboru sposobu sterowania takimi układami dla zapewnienia dużej dynamiki (układy szerokopasmowe) jest problemem zasadniczym.

Układy energoelektroniczne pracujące jako niezależne źródła napięcia i prądu znajdują zastosowanie w elektroakustyce, różnych dziedzinach specjalnych (m.in. generatory energetycznych przebiegów wzorcowych), układy realizujące np. optymalne sterowanie napędów elektrycznych, jako bloki wykonawcze w układach aktywnej kompensacji, a także źródła prądu stosowane w magnetoterapii [4, 6]. Obecnie często są wykorzystywane jako sprzęgi alternatywnych źródeł energii z siecią elektroenergetyczną.

* Politechnika Poznańska.

Sterowanie takimi układami jest realizowane przede wszystkim z wykorzystaniem klasycznych regulatorów PID jako dobrze znanych i szeroko stosowanych w praktycznych rozwiązaniach ze względu na skuteczność, odporność oraz stosunkowo proste metody strojenia parametrów regulatora. Obecnie do zadań sterowania układów stosowana jest technika cyfrowa, umożliwiająca wykorzystanie różnych narzędzi (m.in. mikroprocesorów) i algorytmów [3, 6], dla uzyskania optymalnych odpowiedzi obiektu.

W pracy przedstawiono ogólną charakterystykę metod częstotliwościowych w syntezie korekcyjnej zamkniętych układów energoelektronicznych. Omówiono zmodyfikowany sposób określania korektora dla układu zamkniętego. Pokazano wstępne podejście do wykorzystania tej metody do określania korektora w układzie sterowania niezależnym energoelektronicznym źródłem napięcia. Przedstawiono wybrane wyniki badań symulacyjnych takiego układu, dla różnych typów sygnałów zadanych.

2. METODY DOBORU KOREKTORÓW

Sterowanie autonomicznym układem energoelektronicznym jako układem zamkniętym stwarza duże problemy związane silną nieliniowością i pracą dyskretną. Najczęściej obecnie stosowane metody i algorytmy sterowania (zarówno analogowe jak i cyfrowe) bazują na korektorach (regulatorach) wywodzących się z typu dynamicznej operacji wykonywanej na uchybie sterowania, lub sposobu, w jaki dany sterownik oddziałuje na fazową charakterystykę układu otwartego. Tym samym, podstawowe cele sterowania, tzn. stabilizacja zamkniętego układu sterowania, kształtowanie pożądanej szybkości przejściowych procesów sterowania czy dążenie do zapewnienia zadanej statycznej dokładności sterowania można uzyskać, posługując się prototypowymi członami korekcyjnymi. Są to korektory o transmitancjach pierwszego lub drugiego rzędu czy bardzo popularne regulatory z rodziny PID. Synteza takich korektorów jest bardzo dobrze przedstawiona w klasycznej literaturze dotyczącej sterowania automatycznego [1, 2, 3, 5].

Inną możliwość daje synteza korektora na podstawie prototypowej transmitancji układu zamkniętego. Jest to prosta metoda projektowania struktury oraz parametrów sterownika dla zadanej postaci transmitancji zamkniętego układu sterowania, co odpowiada znanej zasadzie transmisji bez zniekształceń [2, 7]. Transmitancja taka (zwykle jest to transmitancja drugiego rzędu) nazywana jest transmitancją prototypową (wzorcową).

Transmitancję tę wyznacza się w oparciu o wymagania projektowe, określające pożądane cechy układu sterowania, np. charakterystyki stabilnościowe, dokładnościowe czy szybkościowe. Transmitancję korektora, na podstawie transmitancji układu zamkniętego z jednostkowym sprzężeniem zwrotnym, wyznacza

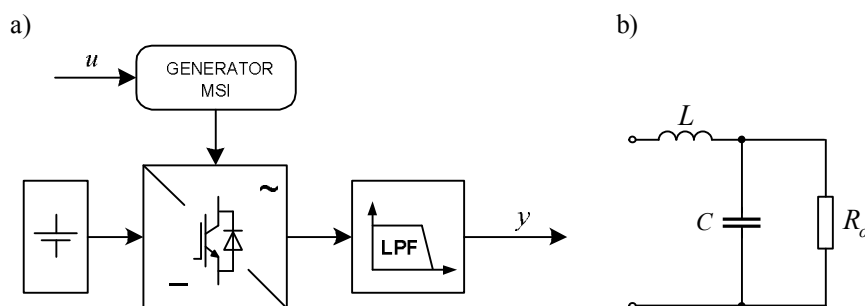
się z równania:

$$G_k(s) = \frac{G_z(s)}{1 - \beta(s)G_z(s)} \frac{1}{G_o(s)} \quad (1)$$

gdzie odpowiednio transmitancje: $G_o(s)$ – obiektu, $G_k(s)$ – korektora, $\beta(s)$ – toru sprzężenia zwrotnego. Korektor taki powinien całkowicie skompensować dynamiczne oddziaływanie sterowanego obiektu. Takie „kompensacyjnie zorientowane” projektowanie ma wady, związane przede wszystkim założeniem o wewnętrznej stabilności oraz dobrej określoności (obiekty o wysokim względnym rzędzie, niestabilne, nieminimalnofazowe [1, 2, 3, 5]). Dodatkowe trudności mogą pojawić się przy próbie kompensacji wpływu dużych stałych czasowych sterowanego obiektu: prowadzi to zwykle do wzrostu wymagań na niezbędny zakres zmienności sygnałów sterujących.

W odniesieniu do zamkniętych układów energoelektronicznych, obiektem jest falownik z modulacją MSI, będący źródłem bardzo szerokiego spektrum częstotliwości, wraz z demodulatorem pasywnym. Rolą demodulatora jest „odzyskanie” ze zmodulowanego przebiegu prostokątnej fali napięcia na wyjściu falownika sygnału zadanego o określonym kształcie. Rząd demodulatora pasywnego jest różny zależnie od założeń związanych z jakością sygnału wyjściowego.

Zależnie od przyjętych modeli falownika i demodulatora obiekt może być wysokiego rzędu. Określenie korektora na podstawie zależności (1) (szczególnie w wersji cyfrowej) może być mało użyteczny w praktycznych zastosowaniach (złożony algorytm wyznaczania odpowiedzi korektora). Dlatego założono, że zależność (1) będzie aproksymowana (zarówno modułu jak i fazy) wyrażeniem co najwyżej rzędu czwartego (możliwość kompensacji najbardziej niekorzystnych drgań obiektu o małym tłumieniu czy największych stałych czasowych). Sposób syntezy aproksymaty postaci (1) można połączyć z metodami stosowanymi w automatyce, m.in. charakterystyki częstotliwościowej układu otwartego (kryterium Nyquista) czy linii pierwiastkowych [2, 5].



Rys. 1. Struktura blokowa: a) części energetycznej niezależnego źródła napięcia oraz b) filtr wyjściowy (LPF) 2-go rzędu z gałęzią odbornikową R_o

Przedstawiony sposób doboru korektora przetestowano na przykładzie 1-fazowego niezależnego energoelektronicznego źródła napięcia (z napięciowym sprzężeniem zwrotnym), którego schemat blokowy pokazano na rysunku 1. W badaniach wstępnych, na wyjściu falownika napięcia pracującego z modulacją MSI zastosowano prosty filtr dolnoprzepustowy (LPF) o podstawowej strukturze drugiego rzędu (rys. 1b). Sygnał sterujący u jest generowany przez regulator; sygnał y stanowi wyjście energetyczne falownika.

Badania miały na celu określenie skuteczności odwzorowania sygnału zadanego (napięcia wyjściowego na gałęzi odbiornikowej R_o) dla następujących parametrów układu: napięcie zasilania falownika 400 [V], częstotliwość nośna modulacji MSI, $f_{PWM} = 12,5$ kHz, modulacja bipolarna. Przyjęte parametry dolnoprzepustowego filtra wyjściowego (rys. 1b) wynoszą: $L = 440$ [μ H], $C = 44$ [μ F], rezystancja gałęzi odbiornikowej $P_o = 23$ [Ω].

3. KOREKTOR UKŁADU ZAMKNIĘTEGO

Charakterystykę częstotliwościową korektora wyznaczono na podstawie transmitancji układu wzorcowego. W badanym przypadku transmitancja obiektu $G_o(s)$ składa z transmitancji falownika $G_M(s)$ oraz transmitancji $G_F(s)$ filtra wyjściowego 2-go rzędu (demodulatora) wraz z odbiornikiem w postaci gałęzi R_o .

Jako transmitancję wzorcową przyjęto postać zaproponowaną w [7]:

$$G_z(s) = K_z \frac{s \pm 2\alpha\omega_0}{s^2 + 2\alpha\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (2)$$

gdzie: $K_z = 2\alpha\omega_0/a$, $\alpha = \sqrt{a}/2$, a – współczynnik tłumienia oraz ω_0 – częstotliwość graniczna układu zamkniętego (narzucone jako parametry projektowe).

Charakterystyka widmowa założonego (wzorcowego) układu zamkniętego:

$$G_z(s) \Big|_{s=j\omega} = |G_z(\omega)| e^{j\varphi_z(\omega)} = K_z \frac{|G_{zL}(\omega)| e^{j\varphi_{zL}(\omega)}}{|G_{zM}(\omega)| e^{j\varphi_{zM}(\omega)}} \quad (3)$$

gdzie:

$$|G_{zL}(\omega)| = \sqrt{4\alpha^2\omega_z^2 + \omega^2}, \quad |G_{zM}(\omega)| = \sqrt{(\omega_z^2 - \omega^2)^2 + 4\alpha^2\omega_z^2\omega^2}$$

$$\varphi_{zL}(\omega) = -\arctg \frac{\omega}{2\alpha\omega_z}, \quad \varphi_{zM}(\omega) = \arctg \frac{2\alpha\omega_z\omega}{\omega_z^2 - \omega^2}$$

Przekształtnik opisano jako człon o postaci przedstawionej w pracy [8]:

$$G_M(s) = K_M \frac{s + \omega_N}{(s + \omega_\tau)(s + \omega_G)} \quad (4)$$

gdzie: $K_M = 2E$, $\omega_N = 2/T_N$, $\omega_\tau = 2/\tau$, $\omega_G = 4/T_G$, (T_N – okres modulacji, T_G – okres sygnału wyjściowego, τ – uśredniony czas modulacji w okresie modulacji)

(odpowiadający współczynnikowi wypełnienia).

Charakterystyka widmowa przekształtnika:

$$G_M(s)|_{s=j\omega} = |G_M(\omega)|e^{j\varphi_M(\omega)} = K_M \frac{|G_{ML}(\omega)|e^{j\varphi_{ML}(\omega)}}{|G_{MM}(\omega)|e^{j\varphi_{MM}(\omega)}} \quad (5)$$

gdzie:

$$|G_{ML}(\omega)| = \sqrt{\omega_N^2 + \omega^2}, \quad |G_{MM}(\omega)| = \sqrt{(\omega_\tau \omega_G - \omega^2)^2 + (\omega_\tau + \omega_G)^2 \omega^2}$$

$$\varphi_{ML}(\omega) = \arctg \frac{\omega}{\omega_N}, \quad \varphi_{MM}(\omega) = \arctg \frac{(\omega_\tau + \omega_G)\omega}{(\omega_\tau \omega_G - \omega^2)}$$

Transmitancję demodulatora (filtru wyjściowego łącznie z gałęzią odbiorczą) opisuje wyrażenie:

$$G_0(s) = K_o \frac{1}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (6)$$

przy czym:

$$K_o = \omega_0^2, \quad \xi = \rho/2R_o, \quad \rho = \sqrt{L/C}, \quad \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$$

gdzie: R_o – rezystancja gałęzi odbiorczej, L, C – indukcyjność i pojemność filtru wyjściowego falownika.

Charakterystyka widmowa demodulatora z gałęzią odbiorczą:

$$G_o(s)|_{s=j\omega} = |G_o(\omega)|e^{j\varphi_o(\omega)} = K_o \frac{1}{|G_{oM}(\omega)|e^{j\varphi_{oM}(\omega)}} \quad (7)$$

gdzie:

$$|G_{oM}(\omega)| = \sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + 4\xi^2 \omega_0^2 \omega^2}, \quad \varphi_{oM}(\omega) = \arctg \frac{2\xi\omega_0\omega}{\omega_0^2 - \omega^2}$$

Część strukturalną korektora, na podstawie zależności (1), określa wyrażenie:

$$G'_K(s) = \frac{K_z(s + 2\alpha\omega_0)}{s^2 + 2\alpha\omega_0(1 - \beta/a)s + (1 - \beta)\omega_0^2}$$

a jego pełna postać:

$$G_K(s) = \frac{K_z(s + 2\alpha\omega_0)}{s^2 + 2\alpha\omega_0(1 - \beta/a)s + (1 - \beta)\omega_0^2} \frac{1}{G_o(s)} \quad (8)$$

Charakterystyka widmowa części strukturalnej korektora (1):

$$G'_K(s)|_{s=j\omega} = |G'_K(\omega)|e^{j\varphi'_K(\omega)} = K_z \frac{|G'_{KL}(\omega)|e^{j\varphi'_{KL}(\omega)}}{|G'_{KM}(\omega)|e^{j\varphi'_{KM}(\omega)}}$$

gdzie:

$$|G'_{KL}(\omega)| = \sqrt{4\alpha^2\omega_z^2 + \omega^2}, \quad |G'_{KM}(\omega)| = \sqrt{[\omega_z^2(1 \mp \beta) - \omega^2]^2 + 4\alpha^2\omega_z^2(1 - \beta/a)^2\omega^2}$$

$$\varphi'_{KL}(\omega) = \arctg \frac{\omega}{\pm 2\alpha\omega_z}, \quad \varphi'_{KM}(\omega) = \arctg \frac{2\alpha\omega_z(1 - \beta/a)\omega}{\omega_z^2(1 \mp \beta) - \omega^2}$$

Pełną postać charakterystyki widmowej korektora określa zależność:

$$G_K(j\omega) = K_z K_M K_o \frac{|G'_{KL}(\omega)| |G_{MM}(\omega)| |G_{oM}(\omega)| e^{j(\varphi_{KL}(\omega) + \varphi_{MM}(\omega) + \varphi_{oM}(\omega))}}{|G'_{KM}(\omega)| |G_{ML}(\omega)| e^{j(\varphi_{KM}(\omega) + \varphi_{ML}(\omega))}} \quad (9)$$

Zgodnie z przyjętymi założeniami, zaproponowano aproksymację wyrażenia (9) aproksymowaną charakterystyką częstotliwościową korektora w postaci:

$$G_{Ka}(j\omega) = K_{Ka} \frac{|G_{KaL}(\omega)| e^{j\varphi_{KaL}(\omega)}}{|G_{KaM}(\omega)| e^{j\varphi_{KaM}(\omega)}} \quad (10)$$

przy czym:

$$|G_{KaM}(\omega)| = \sqrt{[(C_0 - C_1\omega^2)(a_0 - \omega^2) + C_2b_0]^2 + [C_2 + (C_0 - C_1\omega^2)a_1]^2 \omega^2}$$

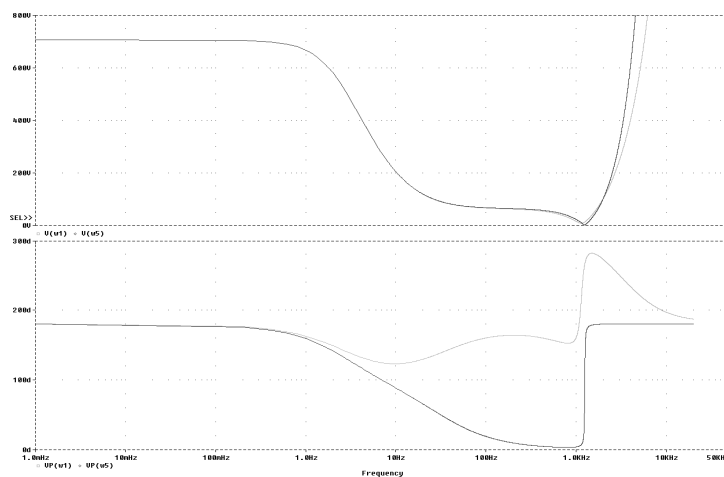
$$|G_{KaL}(\omega)| = \sqrt{(a_0 - \omega^2)^2 + a_1^2 \omega^2}$$

$$\varphi_{KaL}(\omega) = \arctg \frac{[C_2 + (C_0 - C_1\omega^2)a_1]\omega}{(C_0 - C_1\omega^2)(a_0 - \omega^2) + C_2b_0}, \quad \varphi_{KaM}(\omega) = \arctg \frac{a_1\omega}{a_0 - \omega^2}$$

gdzie współczynniki:

$$b_0 = -2\alpha\omega_z, \quad a_0 = \omega_z^2(1 - \beta), \quad a_1 = 2\alpha\omega_z(1 - \beta/a)$$

są powiązane z parametrami założonej (wzorcowej) transmitancji układu zamkniętego, natomiast współczynniki transmitancji korektora C_0 , C_1 oraz C_2 są dobierane w procesie syntezy charakterystyki częstotliwościowej projektowanego korektora.



Rys. 2. Charakterystyki modułowa i fazowa aproksymaty korektora

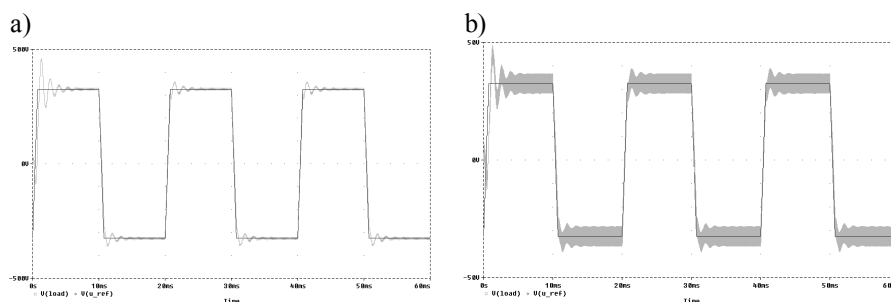
W wyniku analizy pełnej postaci charakterystyki widmowej korektora, dla przyjętych wartości parametrów układu, wyznaczono wartości współczynników C_0 , C_1 oraz C_2 , dla których graficzny obraz modułu i fazy korektora przedsta-

wiono na rysunku 2. Kolorem zielonym oznaczono moduł i fazę korektora zgodnego ze wzorem (9), kolorem czerwonym – jego aproksymatę (wyrażenie (10)). Z przedstawionego obrazu wynika, że wyznaczone wartości współczynników C_0 , C_1 i C_2 umożliwiły bardzo dobrą aproksymację charakterystyki modułowej, natomiast charakterystyka fazowa znacząco różni się od wymaganego przebiegu zmian fazy korektora. Wskazuje to na potrzebę dalszych prac zmierzających do zaproponowania znacznie skuteczniejszych metod syntezy wartości współczynników korektora.

4. BADANIA SYMULACYJNE

Skuteczność działania wyznaczonego korektora przetestowano na przykładzie -fazowego niezależnego źródła prądu (jako układu autonomicznego) z modulacją bipolarną, w środowisku OrCAD®. Badania przeprowadzono dla różnych kształtów i parametrów sygnału zadanego. Na wszystkich rysunkach zastosowano jednakowe oznaczenia: linia czerwona – sygnał zadany, linia zielona – napięcie wyjściowe falownika.

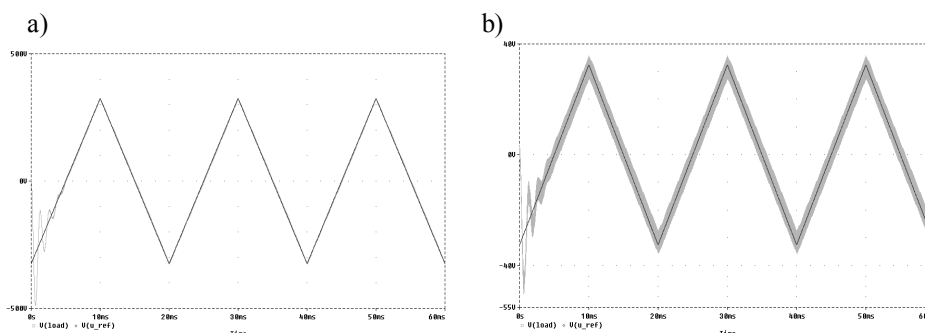
Przebieg prostokątny jako sygnał o dużej dynamice jest dobrym narzędziem testowania dynamiki sterowania oraz jakości odwzorowania sygnału zadanego. W analizowanym przypadku odpowiedź układu na ten kształt sygnału (o stromości $325 \text{ V}/\mu\text{s}$) zawierała bardzo duże oscylacje. Zredukowanie kształtu sygnału do przebiegu trapezowego (rysunek 3) znacząco zredukowało zarówno amplitudę, jak i czas trwania oscylacji, również dla amplitudy sygnału zadanego o wartości $0,1U_m$. W tym przypadku ujawniły się składowe wysokoczęstotliwościowe związane z częstotliwością modulacji. Uzyskane przebiegi świadczą o niezbyt dużej dynamice układu.



Rys. 3. Przebiegi napięcia wyjściowego dla trapezowego sygnału zadanego: częstotliwość $f=50 \text{ Hz}$; amplituda napięcia: a) $U_m=325 \text{ V}$; b) $0,1U_m$

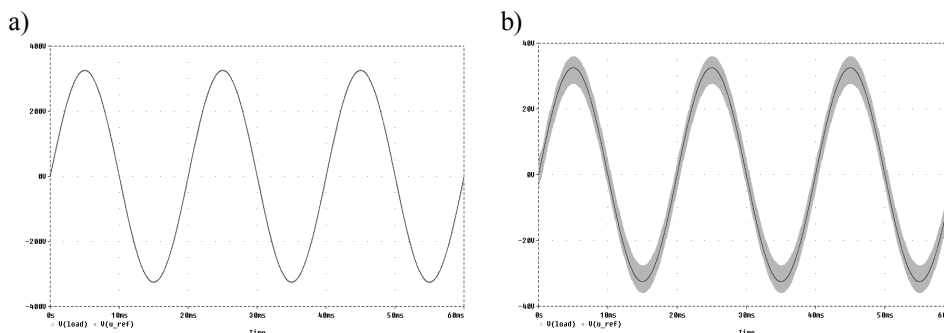
Rysunek 4 przedstawia odpowiedź układu na zadany sygnał trójkątny o amplitudzie $U_m=325 \text{ [V]}$ (rys. 4a) oraz $0,1U_m$ (rys. 4.). Poza oscylacjami występującymi w początkowej fazie generownia sygnału, po ok. $1/4$ okresu uzyskano

bardzo dobre odwzorowanie sygnału napięcia, z błędem mniejszym niż 1,5%. Dla amplitudy $0,1U_m$ również pojawiły się składowe wysokoczęstotliwościowe związane z częstotliwością modulacji.



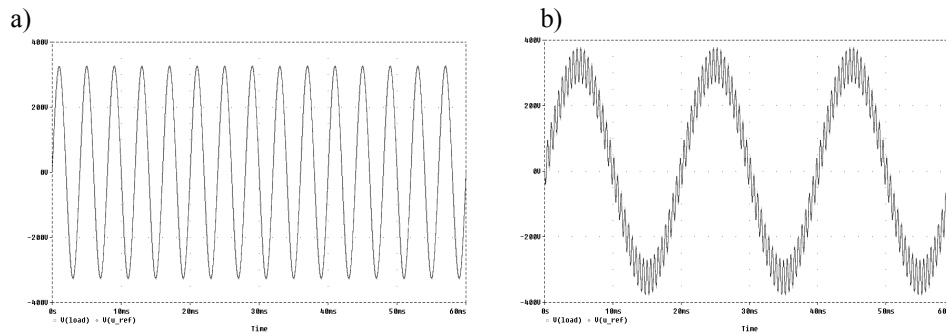
Rys. 4. Przebiegi napięcia wyjściowego dla trójkątnego sygnału zadanego: częstotliwość $f = 50$ Hz; amplituda napięcia: a) $U_m = 325$ V, b) $0,1U_m$

Na rysunkach 5÷7 pokazano odpowiedź układu dla zadanych sygnałów mono- i wieloharmonicznych. Rysunek 5 przedstawia monoharmoniczny przebieg sinusoidalny o częstotliwości 50 Hz i amplitudzie $U_m = 325$ [V] oraz $0,1U_m$. Błąd odwzorowania dla pełnej amplitudy nie przekracza 1%. Również w tym przypadku, dla amplitudy $0,1U_m$, pojawiły się składowe wysokoczęstotliwościowe związane z częstotliwością modulacji.

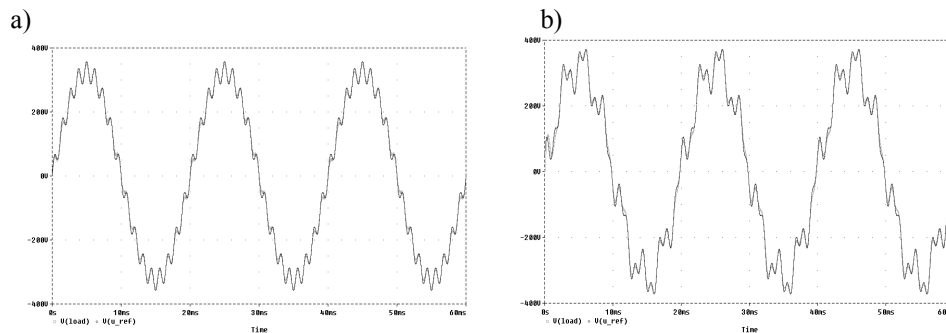


Rys. 5. Przebiegi napięcia wyjściowego dla sinusoidalnego sygnału zadanego: częstotliwość $f = 50$ Hz; amplituda napięcia: a) $U_m = 325$ V, b) $0,1U_m$

Przebieg sinusoidalny napięcia na wyjściu falownika, przy zastosowaniu proponowanego korektora, może być generowany także z większą częstotliwością: rysunek 6a – częstotliwość 250 Hz – z błędem nie przekraczającym 3%. Także wyższe częstotliwości mogą być dobrze odwzorowane (np. 17-ta czy 27-ma) – rysunki 6b oraz 7; błąd nie przekracza w tym przypadku 4%.



Rys. 6. Przebiegi napięcia wyjściowego dla sinusoidalnego sygnału zadanego: o parametrach: $U_m = 325 \text{ V}$, $f = 50 \text{ Hz}$ z dodatkową 27-mą harmoniczną



Rys. 7. Przebiegi napięcia wyjściowego dla sinusoidalnego sygnału zadanego: częstotliwość $f = 50 \text{ Hz}$, amplituda napięcia: $U_m = 325 \text{ V}$, z dodatkową: a) 17-tą harmoniczną, b) 17-tą oraz 27-mą harmoniczną

5. PODSUMOWANIE

W pracy przedstawiono badania niezależnego energoelektronicznego źródła napięcia z napięciowym sprzężeniem zwrotnym w pracy autonomicznej. Zaproponowano wykorzystanie transmitancji wzorcowej układu zamkniętego do wyznaczania korektora sterującego układem zamkniętym. Korektor został dobrany przy wykorzystaniu metod częstotliwościowych. Pokazano wstępne wyniki badań związanych z możliwością wykorzystania tej metody do określania korektora sterującego zamkniętym układem energoelektronicznym. Przedstawione wybrane wyniki badań symulacyjnych wskazują na dużą skuteczność pracy korektora, umożliwiając uzyskanie dobrego odwzorowania różnych typów sygnałów zadanych na wyjściu energetycznym układu. Zwiększenie skuteczności działania korektora (szczególnie dla uzyskanie większej dynamiki) wymaga opracowania skuteczniejszych metod syntezy częstotliwościowej korektora.

LITERATURA

- [1] Brzózka J., Regulatory i układy automatyki. MIKOM, Warszawa 2004.
- [2] Byrski W., Obserwacja i sterowanie w systemach dynamicznych. Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne AGH, Kraków 2007.
- [3] Grega W., Metody i algorytmy sterowania cyfrowego w układach scentralizowanych i rozproszonych. Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne AGH, Kraków 2004.
- [4] Gwóźdź M., R. Porada R., Utilization of Wideband Power Electronics Current Sources in Generator of Spatial Magnetic Field. EPE-PEMC'12 ECCE Europe, Novi Sad, Serbia, 1-3 September 2012, INVITED SPECIAL SESSION: "Power electronics in biomedical applications", LS5a (ISS-16)-666_EPE_2012.pdf, LS5a.2.1-5, (full paper on Conference CD-ROM).
- [5] Kaczorek T., Teoria sterowania i systemów. PWN, Warszawa 1999.
- [6] Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P., Power Electronics: Converters, Application and Design. John Wiley&Sons, New York 2001.
- [7] Porada R.: Aproksymacja filtra dolnoprzepustowego w aspekcie sterowania układów energoelektronicznych. PUT Academic Journal, Electrical Engineering, Poznań 2013, No. 76, ss. 71-78.
- [8] Porada R.: Model częstotliwościowy układów energoelektronicznych z modulacją. PUT Academic Journal, Electrical Engineering, Poznań 2014, No. 78, ss. 209-216.

APPLICATION OF FREQUENCY METHODS IN THE SYNTHESIS OF EQUALISER OF CLOSED POWER ELECTRONICS SYSTEMS

Traditionally, forms of regulators descend from a type of the dynamic operation performed on the error of the control, or the way, in which the given regulator affects the phase characteristics of the open control system. In the case of power electronics systems, selection of regulators (equalisers) may be difficult because of strong nonlinearity and their discreet work. The paper provides general characteristics of frequency methods in synthesis of closed systems, resulting from them algorithms and possibilities of their use to control independent power electronics voltage source. Selected simulation results of such system for different type of reference signals are also included.

(Received: 15. 02. 2016, revised: 8. 03. 2016)